

Treball de Fi de Grau

Grau en Enginyeria en Tecnologies Industrials

Estudi comparatiu de sondes de corrent

MEMÒRIA

Autor: Arnau Ibarz Claret
Director: Marc Pagès Giménez
Ponent: Daniel Montesinos Miracle
Convocatòria: Juny 2017



Escola Tècnica Superior
d'Enginyeria Industrial de Barcelona



Resum

En aquesta memòria es recull l'anàlisi realitzada sobre les diferents tecnologies existents en el mercat per a la lectura de corrents elèctrics. Al llarg del projecte s'han realitzat dos estudis comparatius, un de teòric i una verificació experimental.

L'objectiu de l'estudi és determinar i aclarir quina és la tecnologia més adequada per a diverses situacions, de manera que es pugui escollir amb criteri la sonda de corrent a comprar per cada projecte, obtenint de forma quantificada la precisió de funcionament de cada dispositiu i una relació qualitat-preu.

Les sondes utilitzades durant l'experimentació s'han escollit segons un estudi comparatiu dels diferents models dels diferents productors mundials, tenint en compte la qualitat indicada pel fabricant i que el preu fos moderat. Totes es caracteritzen per treballar a 25A de corrent nominal i totes mesuren corrents alterns i continus. Per aquest motiu, no es garanteix que els resultats experimentals s'ajustin perfectament a aplicacions que requereixin mesurar corrents significativament diferents. S'ha buscat obtenir resultats en un ampli ventall de condicions, realitzant-se l'experimentació amb corrent altern provinent de la xarxa i addicionalment amb corrent commutat provinent d'un convertidor, a diferents temperatures i per a diferents formes de corrent.

Un cop obtinguts els resultats i després del corresponent tractament de les dades es presenten unes taules comparatives que permeten escollir la sonda més adequada en funció de les condicions de treball.

Es comprova també que un dels paràmetres crítics és el circuit amplificador que sol acompanyar la sonda i que generalment altera el valor mesurat més que la pròpia sonda.

Sumari

RESUM	1
SUMARI	3
1. PREFACI	5
1.1. Origen del projecte.....	5
1.2. Motivació.....	5
2. INTRODUCCIÓ	6
2.1. Objectius del projecte	6
2.2. Abast del projecte	6
3. PLANIFICACIÓ I ESTIMACIÓ DE RECURSOS	9
4. CONTEXTUALITZACIÓ	12
4.1. Mètodes de mesura del corrent elèctric.....	12
4.1.1. Shunts	13
4.1.2. Transformadors de corrent	14
4.1.3. Transductors de corrent d'efecte Hall de llaç obert.....	15
4.1.4. Transductors de corrent d'efecte Hall de llaç tancat	19
4.1.5. Transductor Fluxgate de llaç tancat.....	21
4.1.6. Transductor de corrent Rogowski.....	24
4.1.1. Transductor magnetoresistiu	25
4.1.2. Transductors de fibra òptica	26
4.2. Tria de transductors per a l'experimentació	27
5. DISSENY DEL BANC DE PROVES	28
5.1. Sondes.....	28
5.2. Fonts d'alimentació	28
5.3. Circuits amplificadors	33
5.4. Selector i CDA01-CU3	35
5.5. Circuit imprès resultant	37
6. ANÀLISI DELS CIRCUITS AMPLIFICADORS	38
6.1. Errors causats pel propi circuit.....	38
6.2. Estudi de sensibilitat per la tolerància de les resistències	40
6.3. Estudi dels valors reals	42
6.4. Visió global dels circuits amplificadors.....	42
7. ANÀLISI DELS SENSORS AMB UNA CÀRREGA RESISTIVA	45

7.1. Guany.....	48
7.2. Offset.....	49
7.3. Dispersió i linealitat.....	49
7.4. Variacions amb la temperatura	52
8. ANÀLISI DELS SENSORS EN UN CONVERTIDOR	55
8.1. Elements del muntatge.....	55
8.2. Mesures a la CDA01-CU3.....	57
8.3. Nombre de bits efectiu.....	61
8.4. Mesures amb consigna triangular $\pm 15A$, 132Hz	64
8.4.1. Guany.....	65
8.4.2. Offset.....	66
8.4.3. Dispersió i linealitat.....	67
9. ESTUDI ECONÒMIC	70
9.1. Recursos humans	70
9.2. Recursos materials.....	71
9.3. Recursos I+D.....	72
9.4. Pressupost total del projecte	73
10. IMPACTE MEDIAMBIENTAL	74
CONCLUSIONS	76
VIES DE FUTUR	78
AGRAÏMENTS	79
BIBLIOGRAFIA	80
Referències bibliogràfiques	80
Bibliografia addicional.....	82

1. Prefaci

1.1. Origen del projecte

A CITCEA (Centre d'Innovació Tecnològica en Convertidors Estàtics i Accionaments) es té una àmplia experiència en el disseny de convertidors i es fa imprescindible l'ús de sondes de corrent pel correcte funcionament d'aquests.

Les sondes, sensors o transductors de corrent són els components responsables de la monitorització del corrent d'un sistema, mesurant el valor del corrent d'entrada per poder-lo modificar i adequar als interessos del disseny o actuar en conseqüència.

Des de fa temps el sensor de corrent més utilitzat al CITCEA és de tipus Hall de llaç tancat (LEM LA 25-NP), una tecnologia que té unes especificacions prou altes per complir els requeriments que s'imposen en els diferents projectes però resulta interessant a nivell de coneixements i a nivell econòmic saber si hi ha alguna altra tecnologia de sondes de corrent més econòmica que també compleixi la funció.

Aquest projecte és proposat pel CITCEA per tal de conèixer el funcionament dels diferents models de sonda de corrent.

1.2. Motivació

Les conclusions a les quals s'arriba amb aquest estudi comparatiu de sondes de corrent tenen una repercussió directa en projectes posteriors. Els resultats obtinguts pel que fa a precisió i funcionament permetran determinar per a cada disseny quines sondes compleixen els requeriments.

D'altra banda, la següent motivació per a la realització d'aquest projecte és l'optimització de costos en projectes posteriors a través de les conclusions que s'estableixin sobre la relació qualitat-preu de cada dispositiu, per tal d'evitar l'ús de components amb les mateixes prestacions que altres de preu inferior.

2. Introducció

2.1. Objectius del projecte

Amb aquest projecte es pretén estudiar i comparar el funcionament real de diverses sondes, sensors o transductors de corrent. L'objectiu és quantificar-ne les seves prestacions per tal de facilitar la tria del model adequat per a posteriors projectes. Es pretén investigar i experimentar amb diverses tecnologies de sensat de corrent ja existents per descobrir si tecnologies alternatives i més econòmiques a les que s'utilitzen actualment al CITCEA també presenten un rendiment similar.

Per tal de realitzar l'estudi comparatiu, és objectiu del projecte el disseny d'una PCB on s'instal·laran els diferents components, per tal d'estudiar per a diferents condicions el comportament de cada sonda. La PCB ha de permetre l'obtenció de les dades de sortida de cada sensor tant per un oscil·loscopi com a través del convertidor analògic/digital d'un microcontrolador.

També és objectiu del treball conèixer el comportament de cada sensor per a diferents circumstàncies i per tant definir diferents casos de càrrega i realitzar l'estudi.

Caracteritzar el sistema complet de mesura (circuit amplificador, transmissió de dades i conversió analògica-digital) és també un objectiu del projecte. És necessari conèixer com poden afectar les diferents etapes de presa de la mesura per saber si s'estan obtenint unes dades adequades.

Les sortides obtingudes es compararan amb les d'una sonda de referència de qualitat notablement major a les sondes d'estudi, que es considerarà ideal. Així doncs, la meta a aconseguir amb aquest projecte és la obtenció d'unes dades vàlides i la realització d'un tractament adequat de les dades obtingudes durant l'experimentació, mitjançant el corresponent estudi estadístic dels resultats, per tal d'obtenir unes conclusions sòlides.

2.2. Abast del projecte

Aquest projecte inclou l'estudi de diferents tecnologies de sensat de corrent i l'estudi de mercat de sondes de les principals tecnologies mitjançant les dades proporcionades pels fabricants, tot i que el projecte es redueix a l'estudi comparatiu de set sondes de característiques nominals similars a les del model emprat usualment a CITCEA, la sonda de tipus Hall de llaç

tancat LEM LA 25-NP.

En concret les sondes que pertanyen a l'estudi són *CSNE151-104*, *LA-25-NP*, *HO-25-NSM*, *CKSR-25-NP*, *S22P025S05*, *CDS4025ABC* i *HE025T01*. Per tant, queden fora de l'estudi la resta de sondes existents en el mercat. Pel que fa a les comparacions i les quantificacions d'errors, s'utilitza com a sonda de referència la *IT-60s Ultrastab*.

Totes les sondes d'estudi treballen a una tensió nominal de 25A, i l'experimentació es realitza també al voltant d'aquest valor de forma que per valors de corrent més elevats o molt més petits caldria fixar-se en sondes diferents a les estudiades.

També s'inclou en el projecte el procés de disseny de la PCB emprada per a l'experimentació i els dissenys dels circuits de cada sonda.

Finalment s'inclouen els resultats i el posterior tractament de les dades dels resultats obtinguts. S'inclouen un estudi comparatiu amb càrrega resistiva, un estudi mitjançant un convertidor amb mesures de corrent commutat, una anàlisi sense senyal de commutació, un anàlisi amb consigna de corrent nul·la, un estudi amb consigna d'entrada rampa i estudis dels circuits amplificadors i del circuit global de mesura.

3. Planificació i estimació de recursos

Pel que fa a la planificació, el projecte segueix de forma lineal una llista de tasques que cal completar per a finalitzar i que es comenten a continuació.

La fase inicial consisteix en la definició de forma precisa del projecte, fixant uns objectius concrets i compartint-los amb el CITCEA.

La següent fase que cal completar és un estudi de les diferents tecnologies existents per al sensat de corrent. Un cop contextualitzat el sector, s'ha de procedir a l'estudi de mercat, en que s'analitzaran les diverses companyies fabricants de sensors i es triaran aquells sensors que seran funció d'estudi en el projecte, segons les especificacions que es fixaran també en aquesta fase.

Un cop triats els components, la següent tasca consistirà en el disseny de la circuiteria necessària per a poder dur a la pràctica l'anàlisi de cada sonda. El disseny d'aquests esquemàtics inclou la tria de components per a la seva realització pràctica i la seva adquisició.

A continuació, caldrà dissenyar la PCB reproduint els circuits dissenyats, obtenir-la i muntar sobre el sistema el conjunt de components necessaris. Un cop finalitzada aquesta tasca comença la fase d'experimentació.

El primer pas en la fase d'experimentació consistirà en l'anàlisi dels diferents circuits amplificadors que s'implementen per a cadascuna de les sondes. Per a l'anàlisi dels resultats, s'emprarà el programari *MATLAB* i simulacions amb programari *Spice*.

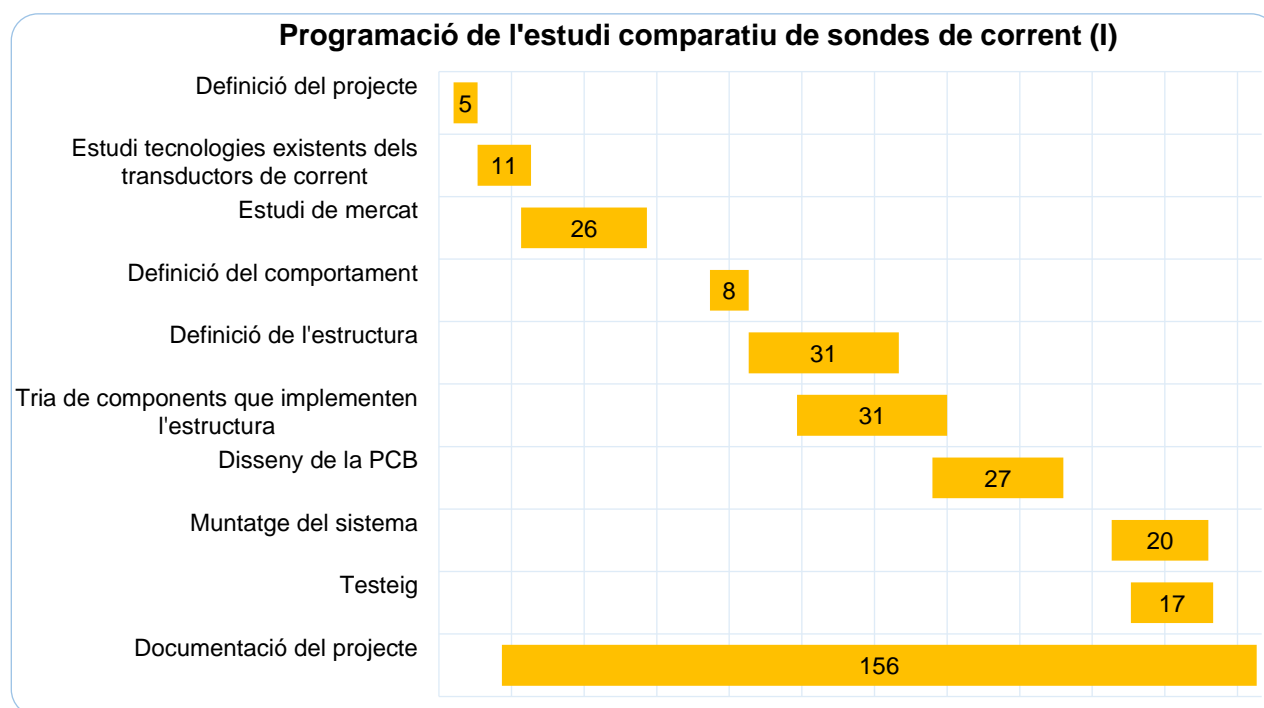
Un cop acabada la fase anterior, es procedirà al disseny dels sistemes que permetran experimentar en diferents condicions. Per començar es dissenyarà i muntarà el sistema necessari per tenir un corrent sinusoidal de valor nominal 25A, es prendran les mesures de totes les sondes i s'extreuran resultats de guany, offset, linealitat, precisió i estabilitat amb la temperatura amb l'ajut del *MATLAB* i de l'oscil·loscopi.

Tot seguit, es procedirà a escollir i adaptar el sistema necessari per poder tenir un corrent commutat i programable. Per diferents corrents, es prendran les mesures de totes les sondes per mitjà de l'oscil·loscopi i d'un convertidor analògic digital i s'extrauran resultats del nombre de bits efectiu del sistema d'adquisició de dades i, si s'escau, de paràmetres de les sondes com són el guany, offset, precisió, linealitat i sensibilitat davant de camps magnètics externs.

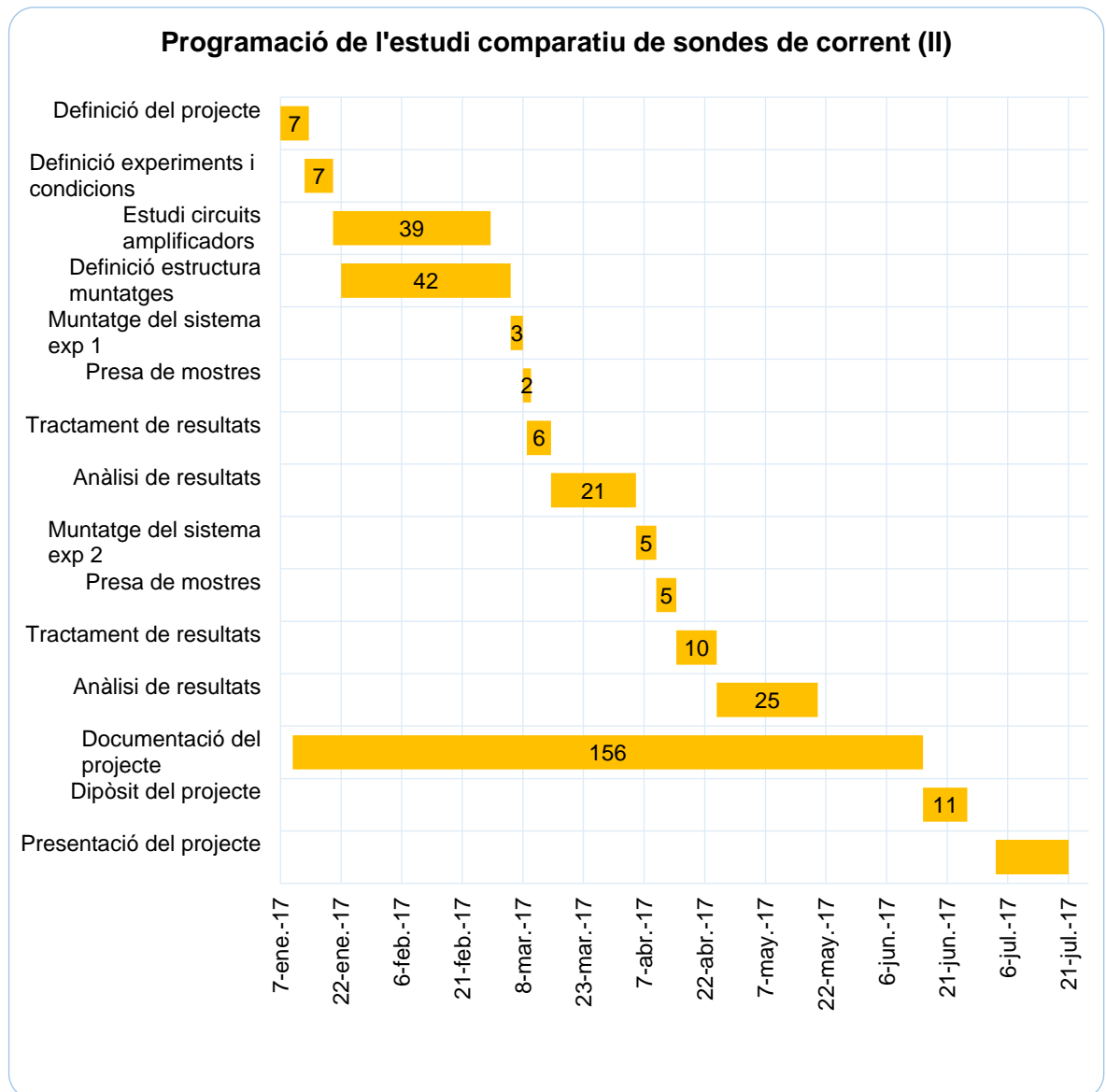
Pel que fa a la documentació del projecte i la realització de la memòria, aquesta tasca es realitzarà de forma paral·lela al desenvolupament del projecte, documentant cada fase un cop quedi acabada.

Pel que fa a la programació, s'atribueix a cada tasca una durada prevista i es reparteix el desenvolupament del treball en dos blocs. El primer inclou fins a la fase de disseny del banc d'expèriments i es realitza en forma de treball dirigit. La fase de disseny d'experimentació, realització dels assajos i obtenció de resultats i el tractament de dades i consolidació de les conclusions s'acullen en el període comprès entre Gener i Juny de 2017.

La previsió per a l'organització de les tasques en el temps es mostra en el diagrama de Gantt de la Il·lustració 3-1 i la Il·lustració 3-2. Aquesta planificació està subjecte de canvis si així es requereix al llarg del desenvolupament del projecte.



Il·lustració 3-1. Diagrama de Gantt del primer bloc [Font pròpia]



Il·lustració 3-2. Diagrama de Gantt del segon bloc [Font pròpia]

El projecte s'ha dut a terme al despatx de mecatrònica del CITCEA. I ha estat el mateix CITCEA el qui ha proporcionat tots els recursos necessaris per a la realització del projecte (ordinador, oscil·loscopi, tota mena de components i equips elèctrics i electrònics, entre d'altres).

4. Contextualització

4.1. Mètodes de mesura del corrent elèctric

Al llarg de la història han anat apareixent diferents mètodes per a mesurar el corrent elèctric. Els diferents mètodes es basen en principis magnètics, elèctric o òptics, aprofitant el comportament d'alguns materials en front un camp magnètic.

Generalment en l'aparell de mesura hi haurà una etapa de transducció, en la que el sensor converteix una magnitud física a una magnitud elèctrica, i una etapa de condicionament, que adapta els senyals provinents dels sensors per tal que a la sortida s'obtingui informació significativa. Els sensors de corrent incorporen circuits que converteixen la sortida en un senyal de baix nivell en corrent continu, ja sigui en volts o mA.

A tenir en compte quan s'utilitzen els aparells de mesura

Hi ha uns quants factors que cal considerar si es vol obtenir una mesura adequada quan s'utilitzen els transductors.

Per una banda el soroll ocasionat per l'acoblament capacitiu que apareix entre els terminals aïllats de qualsevol component elèctric i que pot crear pertorbacions indesitjables ($i=C \cdot dv/dt$), sobretot a freqüències elevades. Aquestes pertorbacions poden ser minimitzades durant el disseny del transductor (limitant l'acoblament capacitiu entre el primari i el secundari i el temps d'assentament després d'una pertorbació) i a nivell d'usuari seguint pràctiques de control electromagnètic adequades. Es recomana:

- Utilitzar cables apantallats quan aquests siguin llargs
- No realitzar mesures durant la pertorbació i el temps d'assentament, sempre i quan sigui possible
- És possible atenuar les pertorbacions originades pel dv/dt utilitzant un filtre passabaix. Tot i disminuir l'ample de banda pot ser una solució adequada en molts casos
- La disposició en la placa de circuit imprès ha de ser tal que eviti traces del primari paral·leles a les del secundari i separades, preferiblement en perpendicular (per minimitzar l'acoblament)

Per altra banda, i tenint en compte que la major part dels transductors fan ús de l'acoblament magnètic, cal tenir en compte els camps magnètics externs que poden ocasionar pertorbacions en les mesures. Amb la finalitat de minimitzar les pertorbacions magnètiques

s'hauria de:

- Col·locar el transductor el més allunyat possible del conductor extern
- Canviar el disseny del transductor o del conductor per optimitzar la posició del conductor respecte el sensor de camp del sensor
- Enrotllar, cobrir o posar en paral·lel, si és possible, els conductors d'origen i retorn per minimitzar el camp magnètic extern
- Col·locar els elements conductors de forma simètrica al voltant del transductor per tal que els seus efectes es cancel·lin
- Apantallar magnèticament el sensor

A l'hora d'escollir un sensor de corrent es tenen en compte bàsicament els següents aspectes claus: el tipus de corrent que es vol mesurar (continu, altern...), rang de corrent a mesurar (corrent nominal, pic o sobrecàrregues), el senyal de sortida requerit (tensió o corrent), la font d'alimentació disponible, els voltatges als que es treballa, el rang de freqüències de treball, di/dt i perturbacions de dv/dt , les temperatures de treball, aspectes mecànics, la precisió del sensor, la desviació de les mesures amb el temps independent del calibratge inicial (*drift*), la linealitat (per mesurar corrents en un ampli rang), el desfasament (*phase shift*), la integració en el circuit i el preu (compra, instal·lació i manteniment).

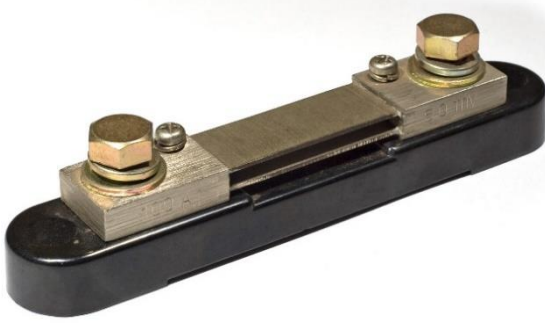
A continuació es presenta el funcionament i les característiques principals dels mètodes de mesura més utilitzats.

4.1.1. Shunts

És el mètode més senzill per mesurar el corrent elèctric. S'utilitza sobretot en corrents petits.

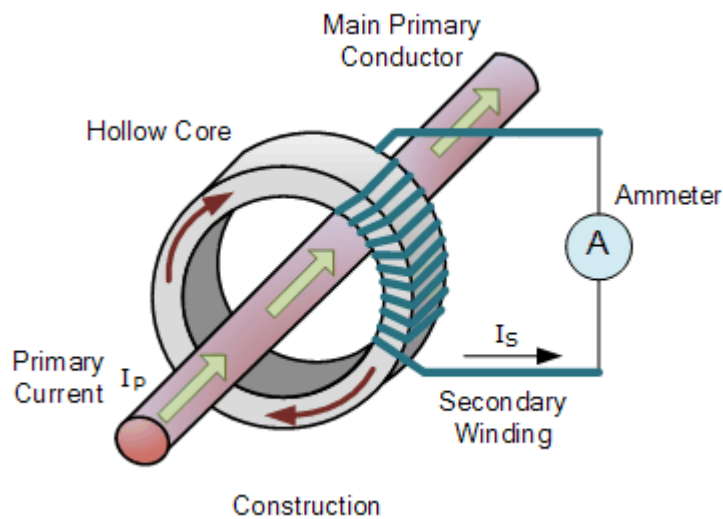
Es tracta d'una resistència de valor ben petit i conegut amb precisió que es col·loca en sèrie amb la càrrega. Permet mesurar la caiguda de tensió als seus terminals i extreure'n el corrent, segons la llei d'Ohm.

- Permeten mesurar corrent continu i corrent altern
- Són barats
- S'escalfen amb l'ús continuat i això genera variacions del valor que caldrà considerar
- No proporcionen aïllament galvànic entre el circuit de potència i el de mesura
- Consum elèctric elevat degut a pèrdues de calor a la resistència en corrents elevats (efecte Joule)



Il·lustració 4-1. Shunt de 0.0006 Ω . [1]

4.1.2. Transformadors de corrent



Il·lustració 4-3. Transformador [3]

Il·lustració 4-2. Esquema bàsic del funcionament [2]

Els transformadors de corrent estan dissenyats per produir un corrent altern en el bobinat secundari proporcional al corrent que es mesura al primari (Equació 1). Permeten reduir el corrent i mesurar-lo d'una forma segura per mitjà d'un amperímetre (ja sigui de bobina o quadre mòbil, de ferro mòbil...) o d'algun instrument de mesura de tensió (si s'afegeix alguna resistència o circuit amplificador).

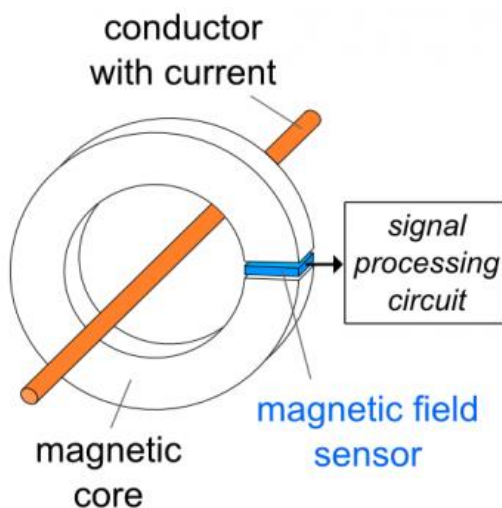
$$I_s = I_p \cdot \frac{N_p}{N_s} \quad (1)$$

- Proporcionen aïllament galvànic (no hi ha contacte elèctric amb el circuit primari) i això permet actuar com un amperímetre ideal
- Presenten un ample de banda elevat
- Econòmics

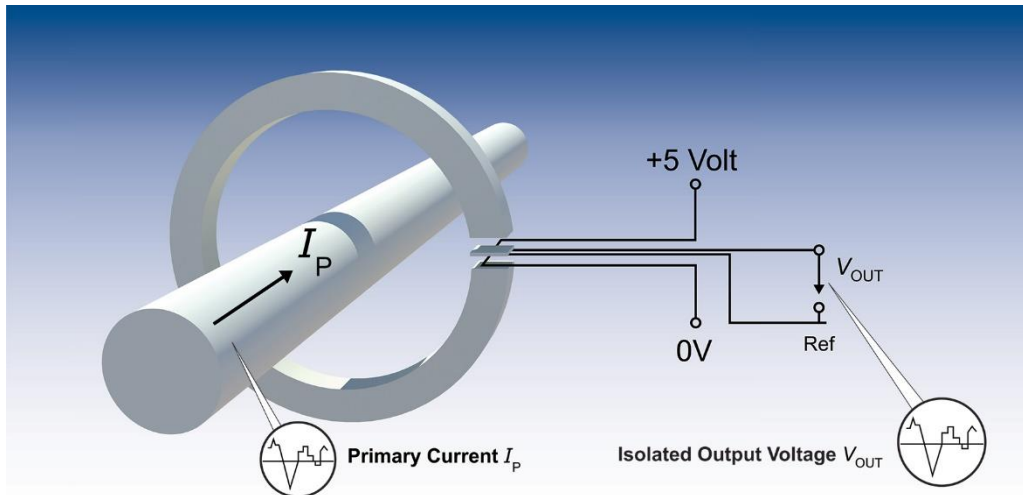
- Simples i robustos
- Mesuren només corrent altern
- S'ha d'anar en compte de no deixar el circuit obert (apareixen voltatges molt elevats), tot i que també existeixen models de transformadors de corrent que donen un voltatge (proporcional al corrent primari) com a sortida
- Existeixen tant de nucli sòlid (més barats) com de nucli dividit (més fàcils d'instal·lar)

El corrent d'excitació dóna lloc a dos tipus d'error: error de relació ϵ , definit com l'error que el transformador introdueix en la mesura d'un corrent, com a conseqüència de que la relació de transformació real no és igual a la relació de transformació nominal i l'error de fase δ , definit com la diferència de fase entre els vectors dels corrents primari i secundari.

4.1.3. Transductors de corrent d'efecte Hall de llaç obert



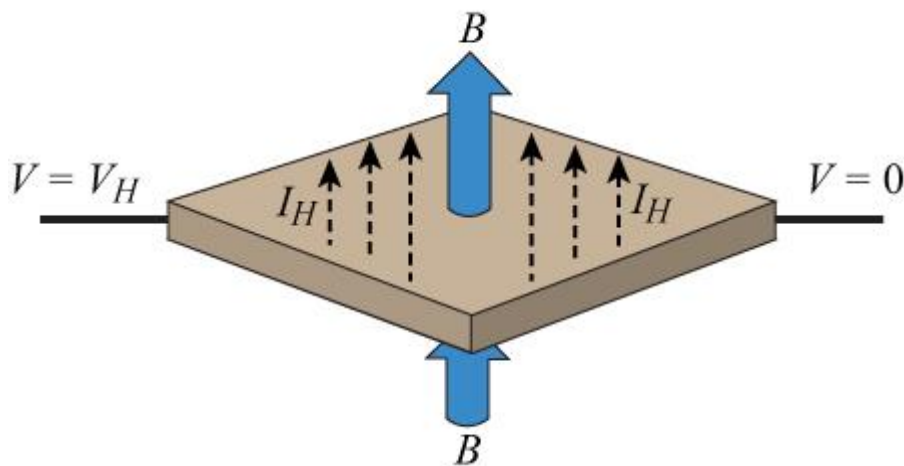
Il·lustració 4-4. Esquema del funcionament de llaç obert (I) [4]



Il·lustració 4-5. Esquema del funcionament de llaç obert (II) [5]

El flux magnètic creat pel corrent primari I_P es concentra en un nucli magnètic i es mesura a l'entreferro per mitjà d'un dispositiu d'efecte Hall.

El dispositiu d'efecte Hall es tracta d'un transductor que varia el voltatge de sortida en funció del camp magnètic al qual estigui sotmès. Es basa en la força de Lorentz que apareix sobre una càrrega en moviment sotmesa a un camp magnètic (Eq. 2).



Il·lustració 4-6. Voltatge d'efecte Hall en una pletina [6]

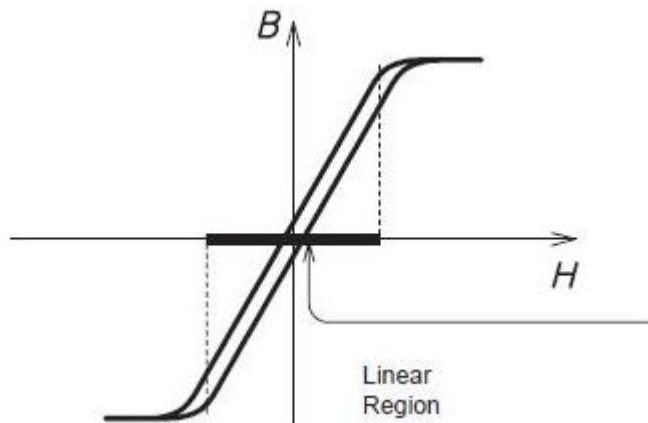
$$\vec{F} = q \cdot \vec{v} \cdot \vec{B} \quad (2)$$

$$V_H = \frac{I \cdot B}{\rho_n \cdot q \cdot t} \quad (3)$$

On:

- V_H és el voltatge d'efecte Hall a través de la pletina
- I és el corrent que travessa la pletina
- ρ_n és la densitat de càrrega per unitat de volum
- q és la càrrega
- t és el gruix de la pletina

Usualment la senyal és tractada per a ser una representació proporcional del corrent primari a la sortida.



Il·lustració 4-7. Representació del cicle d'histeresi [7]

Dins la zona lineal del cicle d'histeresi del material que s'utilitza per al circuit magnètic la densitat de flux magnètic, B , és proporcional al corrent primari I_p i el voltatge del dispositiu de Hall (V_{out}) és proporcional a la densitat de flux, de manera que el voltatge a la sortida és proporcional al corrent a l'entrada. La senyal mesurada és compensada per minimitzar la component de desviació (*offset*) i els efectes de la temperatura, i s'amplifica per proveir a l'usuari la sortida desitjada.

Generalment els transductors de llaç obert mesuren corrents que van de pocs ampers fins a 10 kA amb un pic de corrent de fins a 30 kA i les seves característiques principals són les següents:

- Permeten mesurar corrent continu i corrent altern
- Proporcionen aïllament galvànic
- Mida petita

- Baix pes
- Elevat rang de mesura
- Baix consum elèctric
- La inserció no genera pèrdues (o pèrdues molt petites)
- Les sobrecàrregues es poden solucionar fàcilment però poden magnetitzar el nucli
→ desfasament magnètic
- Ample de banda i temps de resposta moderats
- Desviació del guany (gain drift) amb la temperatura
- Hi poden haver pèrdues al nucli degudes a la histèresi i a corrents de Foucalt

La precisió¹ de mesura es veu limitada pels següents factors:

- DC offset quan no hi ha corrent (electrònica, generador d'efecte Hall, magnetització romanent al nucli)
- Error de guany (generador d'efecte Hall, entreferro)
- Linealitat (material del nucli, generador d'efecte Hall, electrònica)
- Soroll de sortida (generador d'efecte Hall, electrònica)
- Limitació de l'ample de banda (atenuació, desfasament, freqüència del corrent)
- Variació en el DC offset i el guany provocada pels canvis de temperatura

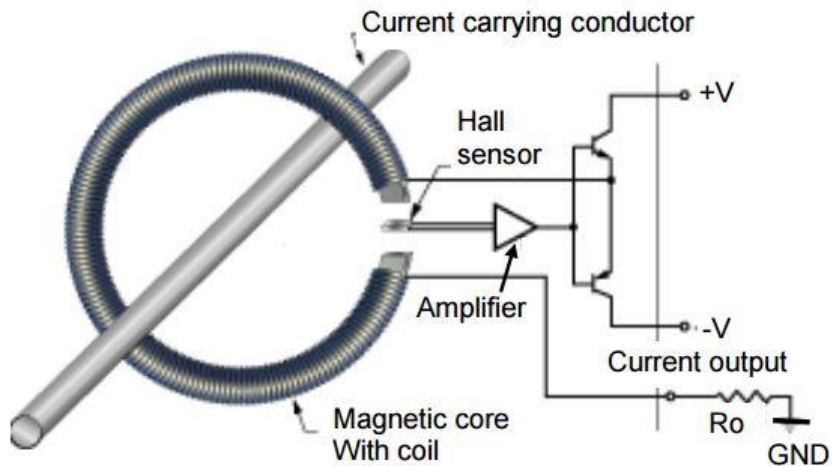
Les pèrdues al nucli del transductor venen donades pels corrents de Foucalt (proporcionals al quadrat del pic de densitat de flux al nucli, la freqüència d'inducció i el gruix de la làmina del nucli) i les pèrdues per histèresi (proporcionals a la freqüència, volum del nucli i al quadrat del pic de densitat de flux). Sabent que la densitat de flux està directament relacionada amb el nombre de voltes del primari (N_p), cal tenir en compte que si volem augmentar la sensibilitat augmentant aquest nombre de voltes les pèrdues al nucli s'incrementaran pel quadrat del nombre de voltes. A més, és important limitar l'amplitud del corrent a freqüències elevades per limitar les pèrdues. Per últim comentar que calcular les pèrdues al nucli no és gens senzill però que es pot considerar que es minimitzen si es $N_p \cdot I_p \cdot f$ es manté el més petit possible.

En els últims anys els avanços dels ASICs (*application-specific integrated circuit*) en el camp dels sensors de corrent ha fet possible incorporar un termòmetre al xip i un convertidor digital-analògic que permet realitzar correccions analògiques per reduir l'offset, augmentar molt l'ample de banda i disminuir el drift en qualsevol condició de funcionament. Permeten optimitzar el cost i la mida aconseguint semblants als transductors d'efecte Hall de llaç tancat.

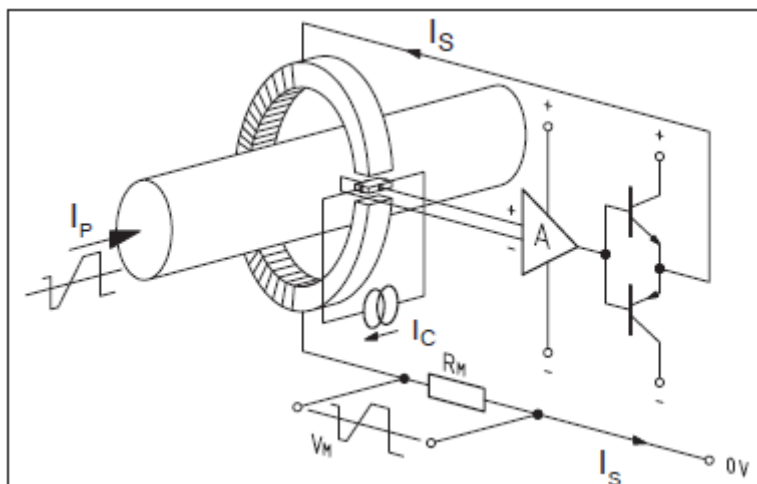
¹ S'entén com a precisió de mesura el percentatge d'error inherent de l'aparell

S'estudiarà experimentalment el funcionament del transductor de llaç obert Lem HO 25-NSM.

4.1.4. Transductors de corrent d'efecte Hall de llaç tancat



Il·lustració 4-8. Esquema del funcionament de llaç tancat (I) [8]



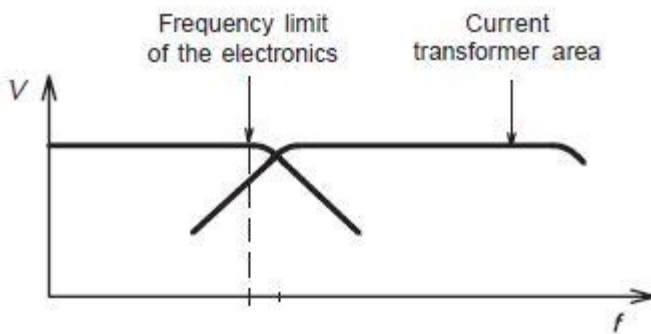
Il·lustració 4-9. Esquema del funcionament de llaç tancat (II) [9]

Els transductor de corrent de llaç tancat, a diferència dels de llaç obert, utilitzen el voltatge del dispositiu d'efecte Hall per compensar el flux magnètic generant una intensitat en el circuit secundari segons l'Equació 1.

Així doncs, I_s és una representació exacta d' I_p i si es col·loca una resistència en sèrie al bobinat

secundari un voltatge de sortida que també és la imatge del corrent que es vol mesurar.

Fent que el flux sigui zero s'aconsegueix eliminar en gran part els efectes de la temperatura. Un altre avantatge és que el debanat secundari actua com un transformador de corrent a altes freqüències de manera que s'augmenta significativament l'ample de banda i es redueix el temps de resposta.



Il·lustració 4-10. Rang de funcionament del transductor de llaç tancat [10]

Generalment els transductors de llaç tancat permeten mesurar corrents nominals que van de 2 A a més de 20 kA (alguns dissenys permeten mesurar fins a 500 kA) i el màxim pic de corrent mesurable està entre el 150% i el 300% del corrent nominal (depenent de la zona de freqüència a la que es treballi). Les seves principal característiques són les següents:

- Permeten mesurar corrent continu i corrent altern
- Aïllament galvànic
- Alta precisió i linealitat
- Excel·lent ample de banda (usualment de corrent continu a 200kHz)
- Bon temps de resposta
- Petites variacions del guany
- La inserció no genera pèrdues (o pèrdues molt petites)
- Són més cars que els de llaç obert
- Elevat consum elèctric per alimentar el secundari
- Mides més grans (sobretot als transductors de corrents més elevats)
- Voltatge de sortida limitat a causa de les pèrdues de voltatge durant l'etapa de sortida i resistència del bobinat secundari
- Imperfeccions magnètiques (pèrdues de flux, acoblament no perfecte...) poden fer que el flux no sigui realment nul, fent que es produeixin pèrdues al nucli a altes freqüències

La precisió és molt elevada i està limitada pels següents factors:

- Offset quan el corrent al primari és zero
- No linealitat del generador d'efecte Hall, l'electrònica i el magnetisme
- Tolerància del guany (tolerància del nombre de voltes del bobinat secundari)
- Tolerància del resistor de mesura, R_m
- Variacions de l'offset i el resistor de mesura a causa de canvis de temperatura

S'estudiarà experimentalment el comportament dels transductors LA-25-NP, S22P025S05, HE25T01 i CSNE151-104.

Transductors de corrent de llaç tancat i nucli dividit

Aquests transductors permeten una instal·lació més senzilla que els de nucli sòlid i una eficiència molt semblant (el corrent de sortida és una mica inferior al de nucli sòlid).



Il·lustració 4-11. Nucli dividit i nucli sòlid [11] [12]

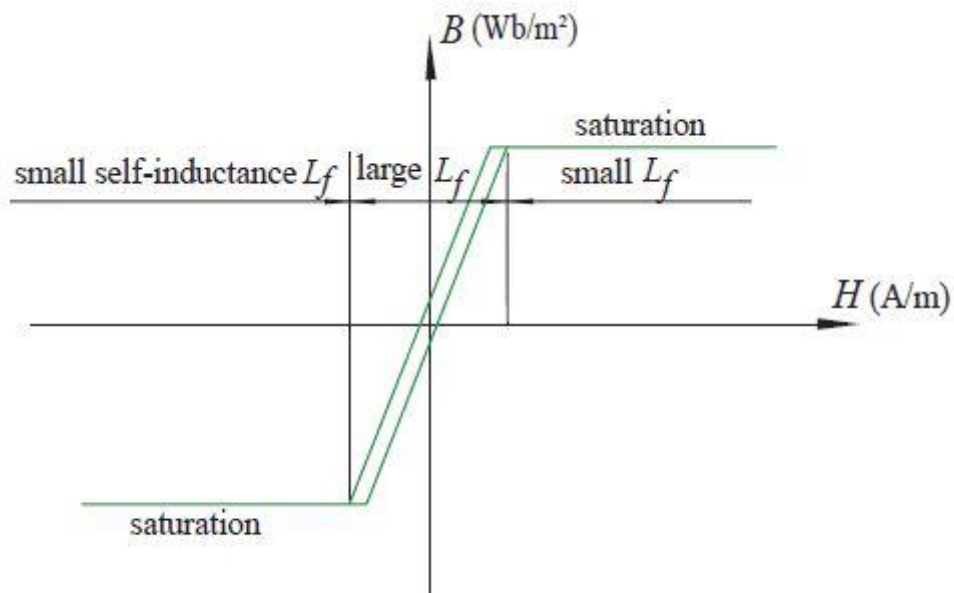
Transductors de corrent ETA

Treballen en llaç obert per a freqüències baixes i com a transformadors en freqüències més elevades. Són especialment útils per corrents elevats (majors a 25A) perquè s'estalvia el consum de corrent propi del llaç tancat en freqüències baixes.

4.1.5. Transductor Fluxgate de llaç tancat

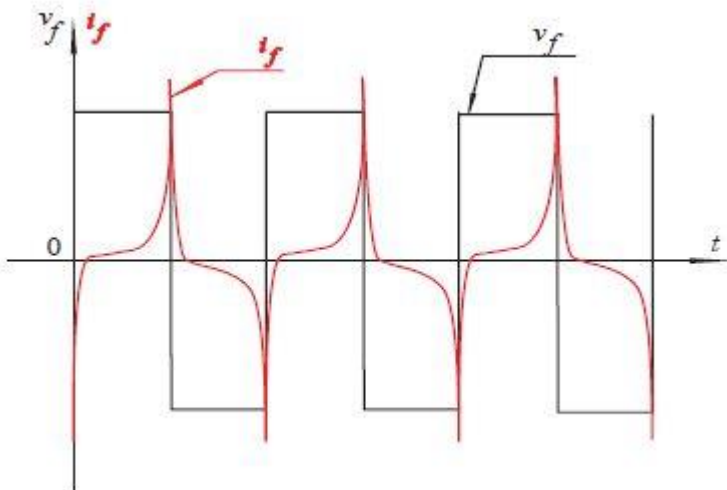
De la mateixa manera que en el transductor de llaç tancat, s'alimenta el bobinat secundari per tal d'aconseguir que el flux al nucli sigui zero però es reemplaça la cèl·lula Hall per un detector de tipus Fluxgate.

El sensor Fluxgate estàndard està format per un nucli de secció petita d'un material d'elevada permeabilitat i corbes de magnetització petites i de pendent pronunciat. També incorpora un bobinat al voltant d'aquesta secció que permet saturar el nucli a partir d'un petit corrent.



Il·lustració 4-12. Cicle d'histèresi del fluxgate [13]

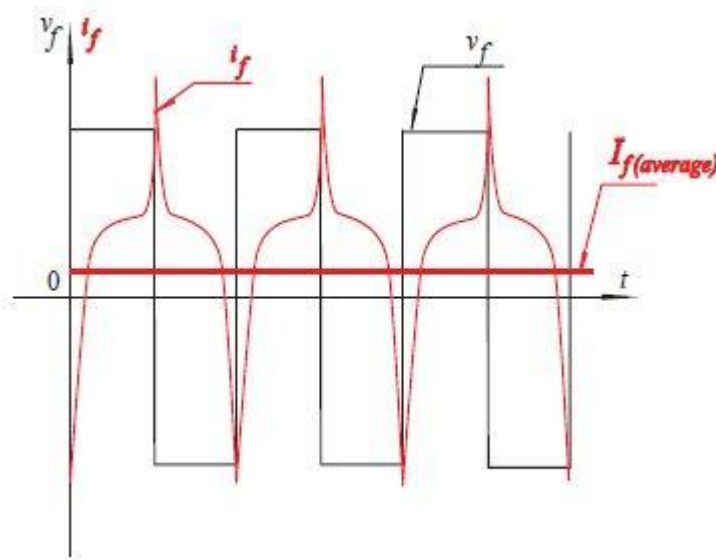
Si no circula cap corrent pel primari i s'aplica una ona de commutació en tensió a la bobina del fluxgate per tal de saturar-lo, el corrent creixerà suaument (permeabilitat elevada \rightarrow inductància, L , elevada) fins que se satura el nucli, aleshores la inductància (L) serà pràcticament nul·la, de manera que la resistència d'aquesta bobina serà la que limitarà el corrent del nucli. El corrent mitjà a la bobina del sensor serà 0 (Il·lustració 4-13).



Il·lustració 4-13. Corrent i voltatge al fluxgate quan $I_p=0$. El pols canvia de polaritat abans que s'arribi al corrent de saturació determinat per la resistència de la bobina. [13]

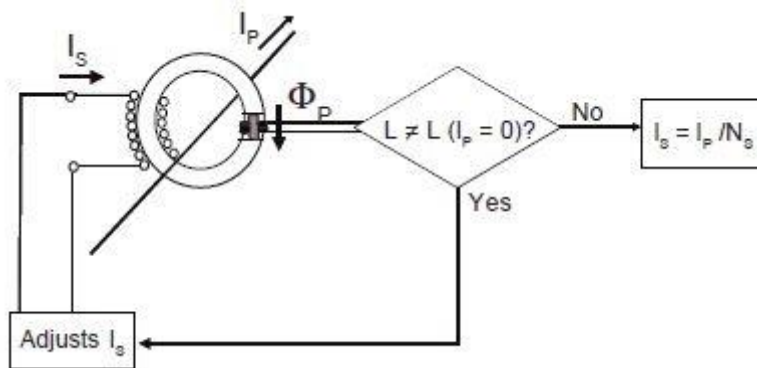
Per altra banda si el corrent al primari és diferent de 0, el flux al nucli del sensor també serà

diferent de 0 i aquest es saturarà més ràpid en una direcció que en l'altra, resultant en un corrent com el de la Il·lustració 4-14.



Il·lustració 4-14. Corrent i voltatge al fluxgate amb $I_p \neq 0$ [13]

De la mateixa manera que els de tipus Hall de llaç tancat s'utilitza un bobinat secundari al qual se l'aplica un corrent tal que el flux resultant sigui nul (segons l'Equació 1). Si es mesura la caiguda de voltatge d' I_s sobre un resistor s'obté la tensió de sortida del sensor de corrent.



Il·lustració 4-15. Principi de funcionament del Fluxgate estàndard [14]

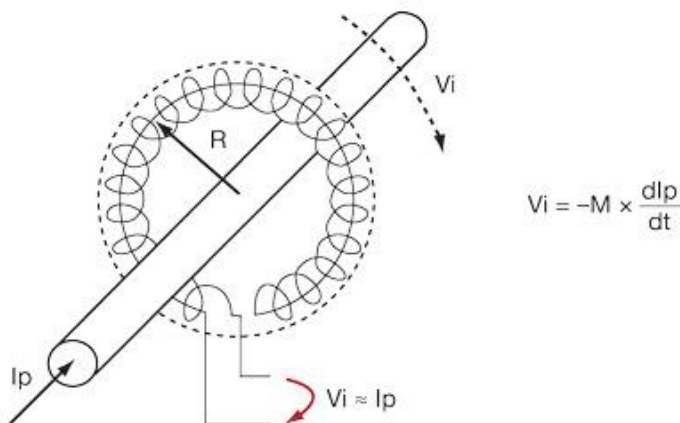
- Permet mesurar corrent altern i corrent continu
- Proporciona aïllament galvànic
- L'offset que prové de la magnetització residual del circuit magnètic és menor que en els dispositius d'efecte Hall
- La linealitat ve determinada per les característiques del material i el circuit magnètic i és bastant elevada

- No es veu afectat per la saturació
- La temperatura no afecta gaire al guany
- L'impacte de la temperatura sobre l'offset és minimitzat
- Precisió més elevada respecte la resta de sensors
- La precisió del guany ve limitada per la precisió de la bobinadora
- Major mida i preu

Cal tenir en compte que existeixen moltes variacions del tipus descrit Fluxgate (C, CAS-CASR-CKSR, CTSR, ITC...) que permeten millorar molts paràmetres.

S'estudiarà experimentalment el funcionament del transductor CKSR-25-NP.

4.1.6. Transductor de corrent Rogowski



Il·lustració 4-16. Principi de funcionament de la bobina Rogowski [15]

Una bobina de Rogowski consta d'una bobina helicoidal de filferro enrotllat en un radi relativament estret amb un terminal del cable tornant a través del centre de la bobina fins l'altre extrem, de tal manera que ambdós terminals estan en el mateix extrem de la bobina. Aquesta bobina es col·loca al voltant del conductor, el corrent del qual es vol mesurar, de manera que el voltatge induït a la bobina és proporcional al rati de canvi de corrent que passa pel primari.

Aquest voltatge usualment passa per un circuit integrador per donar un senyal proporcional a la intensitat del primari, de manera que es tracta d'un sensor de corrent acurat i lineal. La longitud del bobinat es determina a partir de la quantitat de corrent que es vol mesurar.

- Proporciona aïllament galvànic
- Presenten menor inductància que els transformadors perquè no té nucli magnètic i, en conseqüència, presenta una resposta més ràpida

- El fet de no disposar de nucli magnètic també millora la linealitat a l'impedir que es pugui saturar, es millora l'ample de banda
- És de mida petita i fàcil instal·lació
- El circuit integrador requereix alimentació
- Només pot mesurar corrent altern

La precisió dependrà de com de ben fet estigui; el cablejat ha d'estar espaiat de forma igual en tota la bobina per proveir alta immunitat a interferències electromagnètiques. També és crític el punt de tancament, que indueix discontinuïtat en la bobina, creant sensibilitat a conductors externs.

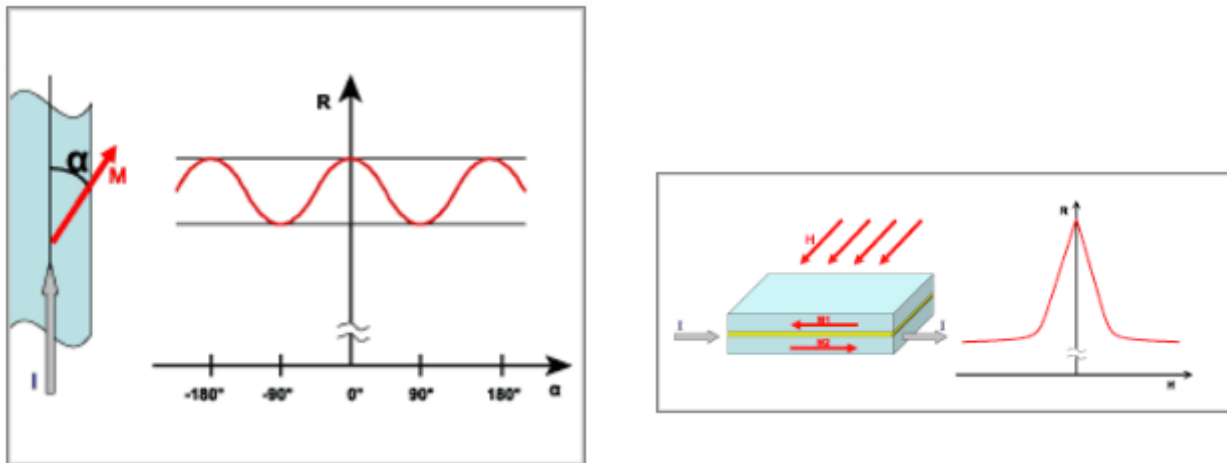
4.1.1. Transductor magnetoresistiu

Es basa en que la resistència elèctrica del sensor usat canvia degut a la influència d'un camp magnètic. Adaptant l'estructura del sensor és possible per exemple mesurar l'angle d'un camp magnètic, la seva magnitud o el gradient de camp. A diferència dels sensors d'efecte Hall, que usualment tenen l'eix sensible perpendicular al pla del xip, els sensors magnetoresistius tenen l'eix sensible paral·lel al pla del xip.

Internament solen estar estructurats en un pont de Wheatstone amb dos o quatre sensors per reduir la dependència amb la temperatura i la influència de camps magnètics externs.

N'hi ha de diversos tipus però actualment els més usats són:

- Basats en l'efecte magnetoresistiu anisotròpic (AMR), que succeeix en materials ferromagnètics (la impedància dels quals canvia amb la direcció del camp magnètic aplicat).
- Basats en l'efecte magnetoresistiu gegant (GMR), en sistemes amb almenys dos capes de material ferromagnètic i amb una capa al mig de material metàl·lic no magnètic. Permeten adaptar la corba característica a la zona d'interès i s'obtenen variacions de resistència majors.



Il·lustració 4-17. Canvi de la resistència del material en AMR i GMR [16]

- És molt sensible (uns 200 cops més que una sonda típica d'efecte Hall)
- No pot saturar cap nucli perquè no n'hi ha
- És fiable i robust
- Àmplia gama de freqüències de funcionament, de l'ordre de MHz
- Resposta ràpida
- Mida petita
- Rang lineal limitat. La linealitat és pitjor que en les sondes d'efecte Hall però es pot millorar bastant utilitzant tècniques de compensació semblants a les de llaç tancat d'efecte Hall.
- Sensible a la temperatura
- Sensible a interferències de camps magnètics

S'estudiarà experimentalment el comportament del transductor CDS4025ABC.

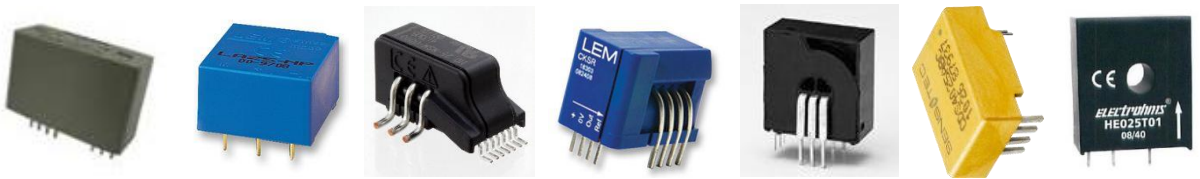
4.1.2. Transductors de fibra òptica

Són especialment interessants en aplicacions d'alta tensió o en presència d'interferències electromagnètiques i on la velocitat i l'estabilitat són característiques importants.

- No són conductors
- Pesen poc
- No presenten histèresi
- Bona resposta freqüencial
- Són més cars

4.2. Tria de transductors per a l'experimentació

S'ha realitzat un estudi de mercat a més de 20 companyies fabricants de transductors de corrent i d'entre elles s'han escollit les sondes que s'han trobat més rellevants tenint en compte bàsicament que puguin mesurar corrent continu i corrent altern, que presentin un preu semblant o inferior al de la sonda que s'utilitza actualment en la majoria de projectes del CITCEA (Lem LA-25-NP) i que el seu corrent nominal sigui de 25 A. Les sondes escollides i les seves característiques principals es poden trobar a l'Annex B i el seu aspecte a la Il·lustració 4-18.



Il·lustració 4-18. D'esquerra a dreta CSNE151-104(1), LA-25-NP(2), HO-25-NSM(3), CKSR-25-NP(4), S22P025S05(5), CDS4025ABC(6), HE025T01(7) [Font pròpia]

A més s'ha decidit utilitzar la sonda IT-60s Ultrastab per tenir un valor de referència per a realitzar les comparacions, la qual presenta una intensitat nominal de 42 A rms. Les seves característiques principals es poden apreciar també a l'Annex B. Es pot veure el seu aspecte a la Il·lustració 4-19.



Il·lustració 4-19. IT-60s Ultrastab [17]

5. Disseny del banc de proves

Un cop escollides les sondes a estudiar s'ha decidit estudiar la resposta de cada una d'elles en condicions variades. Comparant amb la sonda de referència (IT-60s) es pot conèixer l'*offset* de les sondes, el seu guany, la seva linealitat i les variacions que apareixen amb la temperatura, entre d'altres característiques importants en el funcionament típic d'un sensor de corrent.

S'ha decidit que la millor opció és dissenyar un circuit imprès que incorpori totes aquestes sondes en sèrie conjuntament amb els circuits necessaris per alimentar-les i amb uns circuits amplificadors que ajustin els guanys perquè totes les sortides estiguin en el mateix rang.

En tot moment s'han tingut en compte els factors necessaris per obtenir una bona mesura (mencionats a la introducció de l'Apartat 4.1), el gruix de la pista en funció del corrent que hi passa o la distància entre pistes en funció de la diferència de voltatges.



Il·lustració 5-1. Elements conductors de forma simètrica al voltant del transductor per tal que els seus efectes es cancel·lin [Font pròpia]

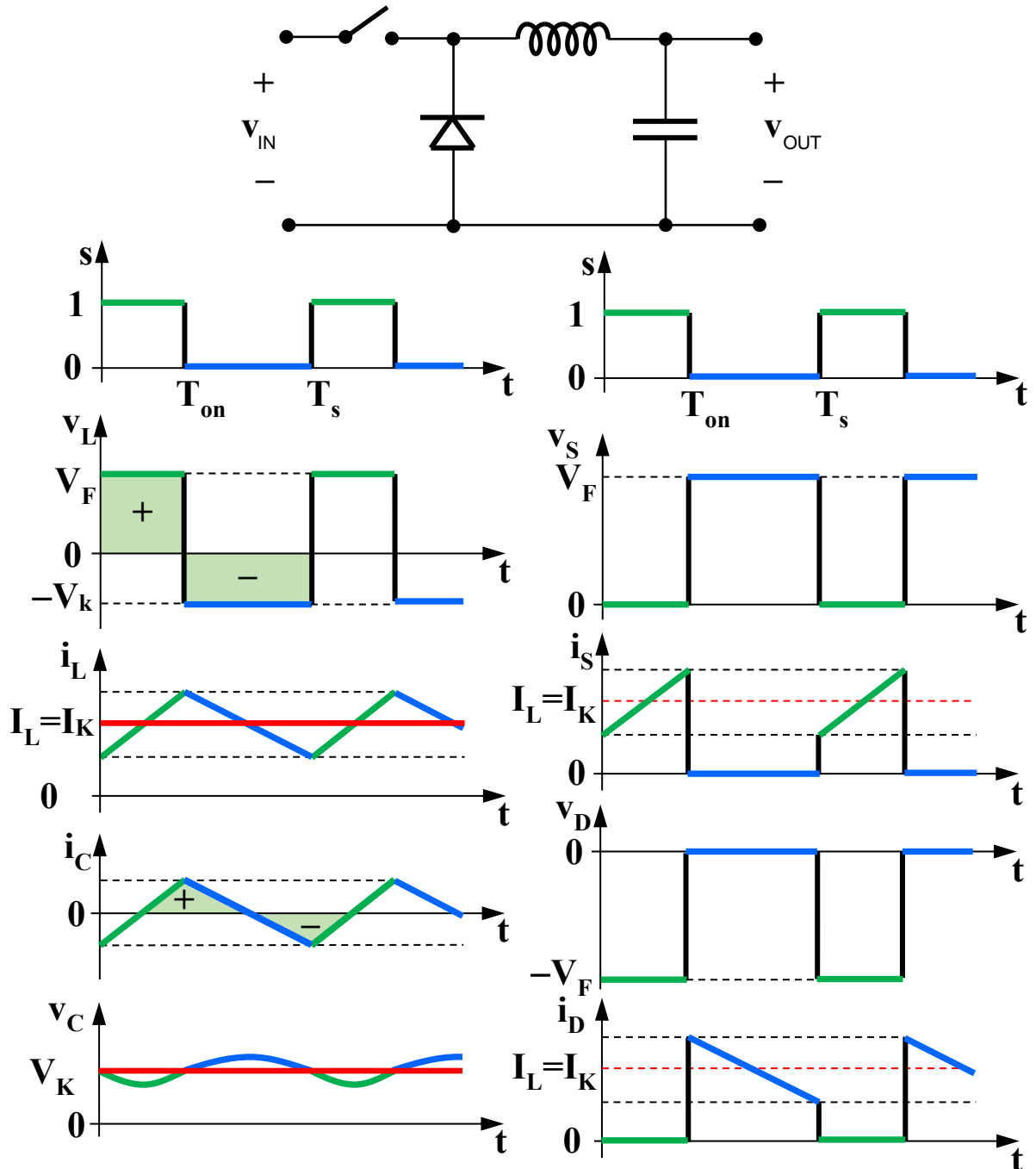
5.1. Sondes

Les 8 sondes, doncs, es col·loquen en sèrie, les 7 a estudiar muntades damunt la placa i la de referència al costat, fent-hi passar un cable provinent de la placa per on hi passa el corrent a mesurar i connectant la sortida de la sonda a la placa per mitjà d'un connector DB9 per disposar de totes les mesures sobre la mateixa placa.

5.2. Fonts d'alimentació

Per alimentar les sondes i els circuits amplificadors fan falta tensions d'alimentació de +5V, +15V i -15V i s'ha decidit dissenyar i usar fonts d'alimentació commutades (valor estables i eficients) per passar de +24V als valors que es necessiten.

Pel circuit de +5V i el de +15V s'utilitza la topologia de convertidor reductor (Il·lustració 5-2) mentre que per aconseguir els -15V s'utilitza la topologia inversora reductor-elevador (en realitat només cal agafar el circuit del +15V connectar la seva sortida al GND i afegir un condensador entre V_{IN} i GND).



Il·lustració 5-2. Convertidors reductor i les seves formes de tensió i corrent simplifiades [18]

Per facilitar la feina s'ha utilitzat el circuit integrat LMR14206 que presenta l'estructura de la Il·lustració 5-3 i s'ha seguit l'estructura de la Il·lustració 5-4.

- $V_{RIPPLE} = I_{RIPPLE} \cdot (ESR + \frac{1}{8 \cdot f_{SW} \cdot C_{OUT}})$
- El condensador de bootstrap (CBOOT) serveix per proporcionar una tensió suficient a la porta d'un MOSFET de l'interior del regulador de tensió
- El pin SHDN es pot utilitzar per apagar el dispositiu i d'aquesta manera reduir el seu consum o per fer una arrancada suau.
- Le i Ce aporten una mica més de filtre i permeten aïllar el circuit reductor de la resta de la PCB per facilitar el testeig.
- Dz és un díode Zener amb una tensió de ruptura una mica major a la tensió nominal de sortida de manera que s'impedeix que algun transitori causi una tensió a la sortida massa alta.

És important evitar que la freqüència de ressonància del condensador i la inductància (es pot utilitzar l'Equació 4) no coincideixi amb la freqüència de commutació del circuit integrat LMR1206:

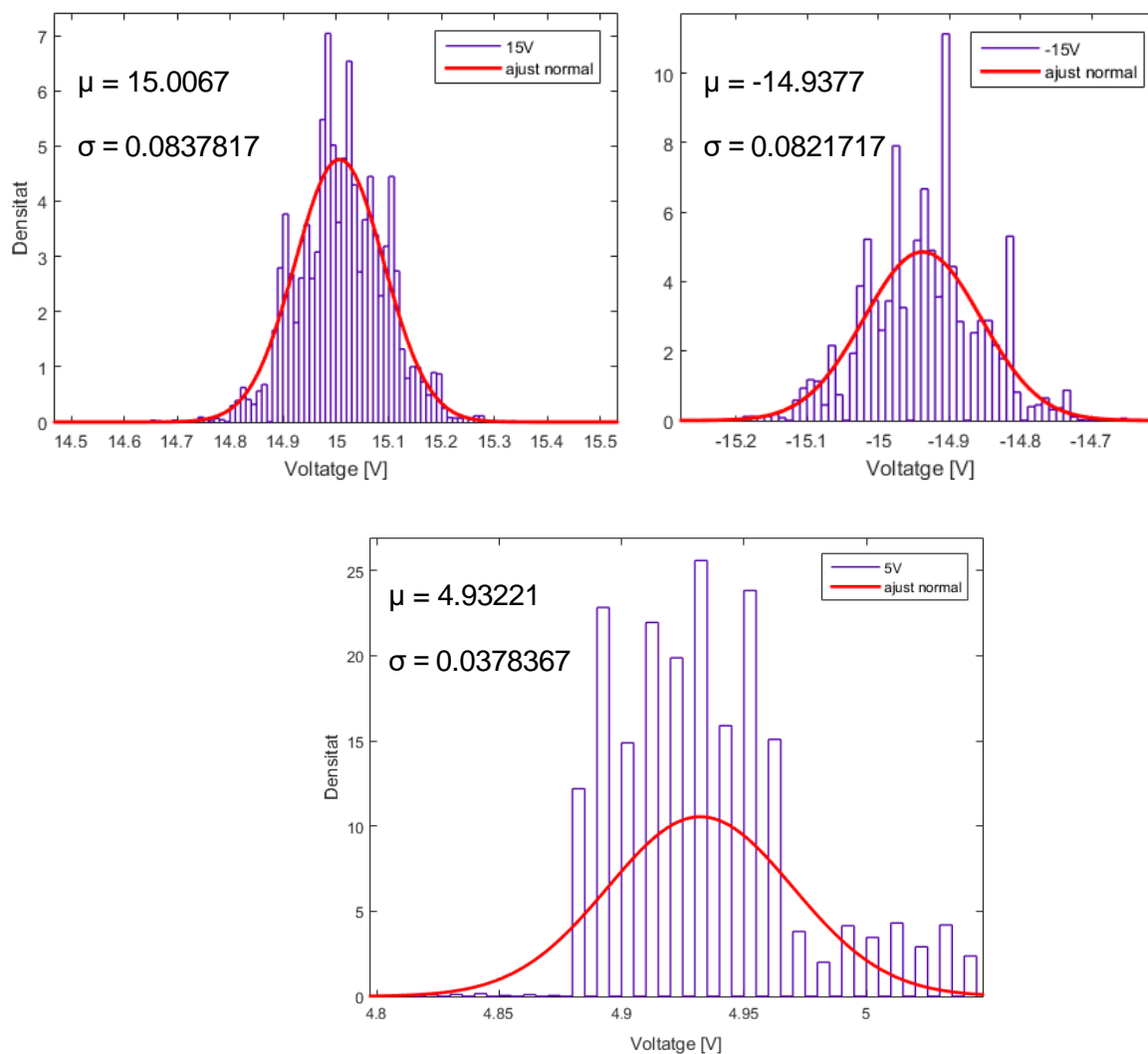
$$f_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad (4)$$

Es recomana que la freqüència de ressonància sigui més de 10 vegades menor a la freqüència de commutació perquè no hi hagi problemes.

A l'usar fonts d'alimentació commutades la distribució dels components en la PCB (la col·locació dels components) és especialment problemàtic, sent possible que el circuit no funcioni tot i que l'esquemàtic sigui correcte. Per això es recomana:

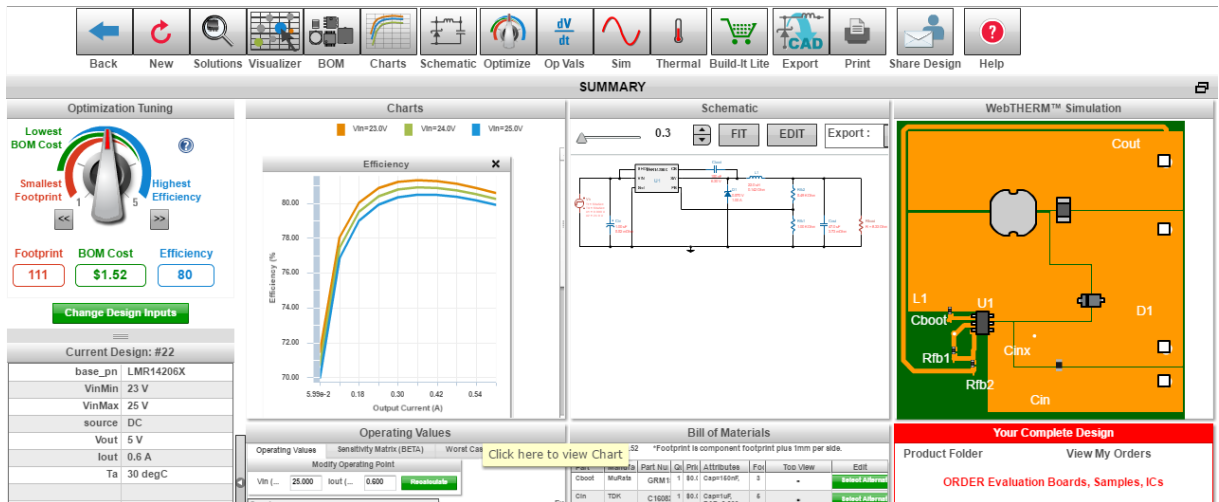
- Col·locar els elements i pistes més sensibles a interferències (el circuit de realimentació...) en una zona allunyada d'aquells que tenen facilitat per generar-ne, a ser possible
- Utilitzar inductàncies de ferrita de nucli tancat, que presentin baixes emissions electromagnètiques (EMI)
- Col·locar el condensador de filtre de la tensió d'entrada el més a prop possible del pin V_{IN} de l'IC i utilitzar condensadors SM (menys possibilitats d'acoblament)
- Posar la inductància, els condensadors de sortida i el díode de sortida el més junts possible
- Tenir les masses del condensador d'entrada, el condensador de sortida, el circuit integrat i el díode de sortida el més a prop possible i connectades al pla de massa. És una bona idea posar un pla de massa a les dues bandes d'una PCB

Els resultats obtinguts s'observen a la Il·lustració 5-5.



Il·lustració 5-5. Distribucions normals de les fonts de tensió dissenyades [Font pròpia]

Es va provar el *WEBENCH Designer* de *Texas instruments* pel disseny més automatitzat de les fonts d'alimentació (Il·lustració 5-6) però després de contactar amb treballadors de *TI* a través de fòrum es va concloure que el producte no està operatiu correctament per a la versió d'*Altium* utilitzada al CITCEA.

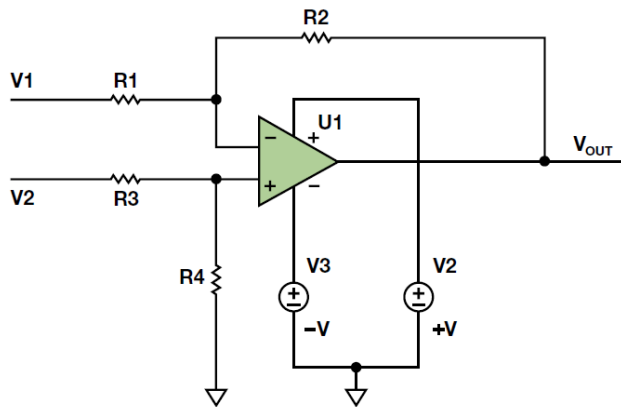


Il·lustració 5-6. *WEBENCH Designer*, font d'alimentació +5V [Font pròpia]

5.3. Circuits amplificadors

Com que els diferents transductors presenten rangs de sortida diferents s'utilitzen circuits amplificadors perquè tots presentin una sortida entre -5V i +5V en el rang de treball (entre -25A i 25A). A més aquests circuits permeten simular el funcionament usual en una aplicació en que les mesures de corrent es llegeixin en un microcontrolador o similar (s'utilitzen circuits amplificadors semblants per adaptar la tensió de sortida de la sonda a la tensió d'entrada a l'ADC del microcontrolador).

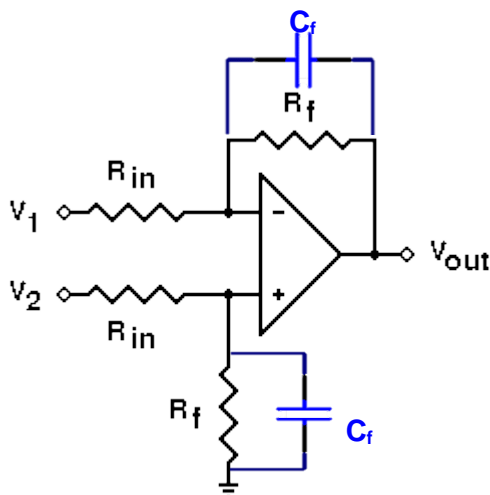
Bàsicament es fa funcionar els amplificadors en mode diferencial com s'aprecia a la Il·lustració 5-7. El guany estàtic s'expressa segons l'Equació 5. A més s'afegeixen condensadors de valor $C_f=47\text{pF}$ per realitzar un filtrat de primer ordre de les freqüències més elevades que 339 kHz segons Equació 7 (tenint en compte que l'ample de banda més gran de les sondes és de 300kHz).



Il·lustració 5-7. Esquemàtic general d'un amplificador operacional diferencial [20]

$$V_{out} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot V_2 - \frac{R_2}{R_1} \cdot V_1 \quad (5)$$

$$V_{out} = (V_1 - V_2) \cdot \frac{R_f}{R_{in}}, \quad f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_f \cdot C_f} \quad (6) \text{ i } (7)$$



Il·lustració 5-8. Esquemàtic implementat de l'amplificador diferencial [Font pròpia]

L'amplificador operacional escollit ha estat el TL032AID, amb 2 canals i una alimentació de $\pm 15V$.

Com que l'amplificador s'implementa amb un circuit integrat és important utilitzar condensadors de desacoblament entre l'alimentació de $+15V$ de l'amplificador i la massa del circuit i entre els $-15V$ i la massa.

S'ha fixat el valor de R_f a $10k\Omega$ i s'ha escollit el valor de R_{in} adequat per a cada sonda com s'aprecia a la Taula 5-1.

Model	V_{ref} (V)	V_{ref} disponible	$V_{out} - V_{ref}$ (V)	Guany desitjat	R_{in} (k Ω)
HO 25-NSM (3)	2.5	Sí	$\pm 0,8$	6,25	1,6
LA 25-NP (2)	0	Sí	$\pm 2,5$ ($R_M=100\Omega$)	2	5 \rightarrow 4,99
CKSR 25-NP (4)	2.5	Sí	$\pm 0,625$	8	1,25 \rightarrow 1,24
IT 60-S (8=Ref)	0	Sí	0,4167 ($R_M=10\Omega$)	12	0,83 \rightarrow 0,85
HE025T01 (7)	2.5	No	$\pm 0,625$	8	1,25 \rightarrow 1,24
CSNE151-104 (1)	0	Sí	$\pm 1,25$	4	2,5 \rightarrow 2,49
CDS4025ABC (6)	2.5	Sí	$\pm 0,6$ ($R_M=300\Omega$)	8,33	1,2
S22P025S05 (5)	2.5	No	$\pm 0,625$	8	1,25 \rightarrow 1,24

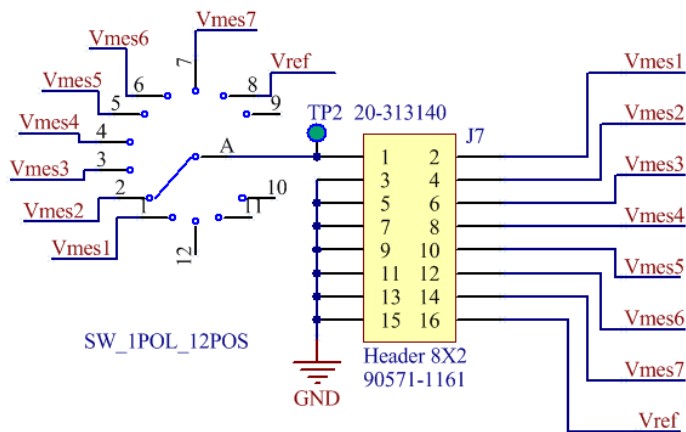
Taula 5-1. Resistència requerida en cada circuit amplificador. El nombre entre parèntesi al costat del nom indica l'ordre a la PCB i se'n fa referència en gràfics posteriors

Les resistències escollides presenten una tolerància de l'1% que pot afectar en els resultats i que s'estudiarà per saber fins a quin punt.

Per un funcionament adequat caldrà generar els voltatges de referència de 2,5V de les sondes que no els ofereixen (HE025T01 i S22P025S05). En el cas de la placa dissenyada simplement es pot aprofitar el voltatge de referència generat per alguna de les altres sondes.

5.4. Selector i CDA01-CU3

La placa disposa d'un connector per enviar la senyal de les sondes a alguna altra placa que disposi de microcontrolador o similar (amb els corresponents ADCs). És possible enviar totes les sortides de les sondes a la placa de destí però a causa de la variabilitat dels canals dels ADCs és preferible comprovar les sortides de les sondes sempre en un mateix pin. Amb aquesta finalitat s'ha incorporat un selector que permet escollir quin és el transductor que s'està mesurant.



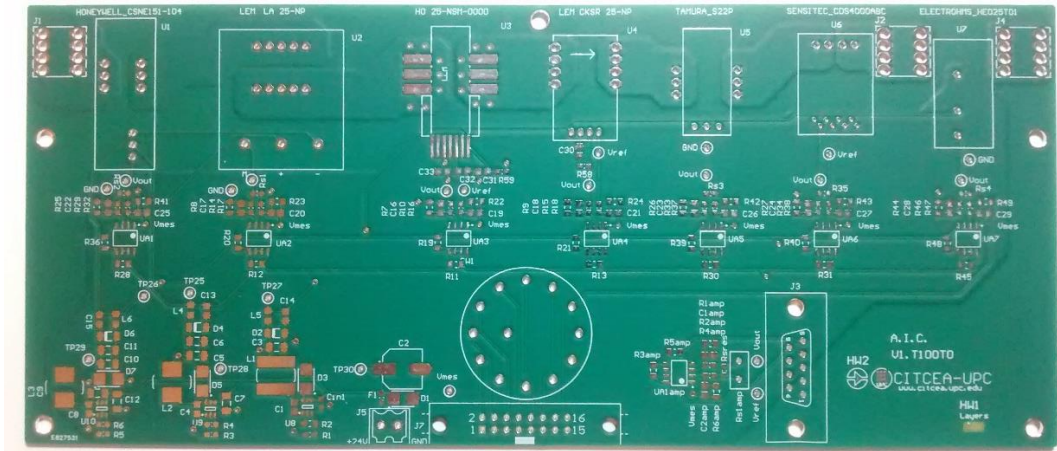
II·lustració 5-9. Esquemàtic del selector i connector CDA01-CU3

Aquest selector és un interruptor rotatori (de tipus mecànic) per evitar les caigudes de voltatge associades a components electrònics que podrien realitzar la mateixa funció com poden ser transistors. El selector presenta 12 entrades i una sortida i permet limitar el seu moviment a 8 posicions (la quantitat de sondes presents a la placa); a més la seva resistència és inferior a 20 mΩ i, per tant, la caiguda de voltatge és pràcticament negligible sabent que la intensitat a la sortida dels amplificadors és molt petita. Es pot observar el seu aspecte a la II·lustració 5-10.

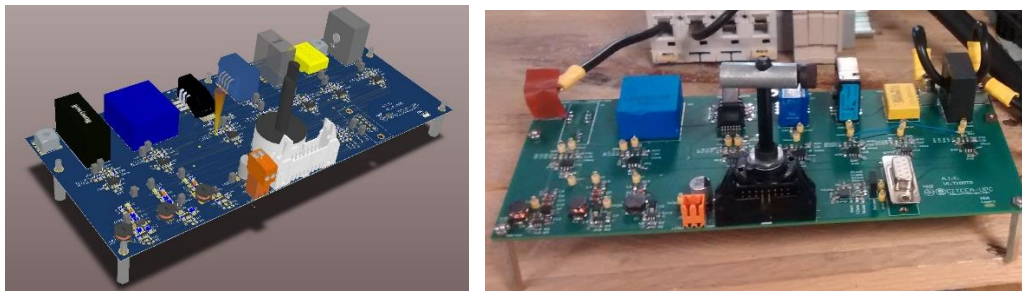


II·lustració 5-10. Interruptor rotatori Lorlin CK 1049 [21]

5.5. Circuit imprès resultant



Il·lustració 5-11. PCB resultant [Font pròpia]

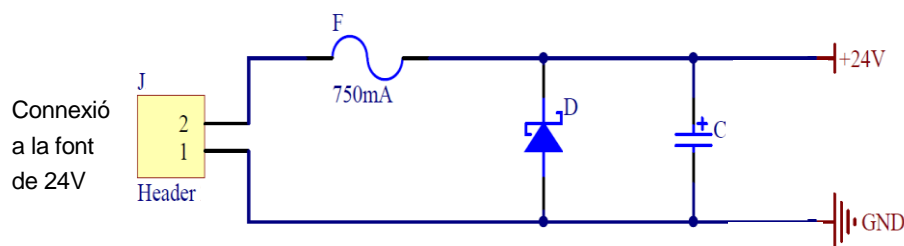


Il·lustració 5-12. 3D de la PCA en Altium i PCA real [Font pròpia]

Es tracta d'una placa de dues capes amb un gruix de coure de 70µm, necessari pels possibles corrents al voltant dels 25A.

Per tal de poder passar el cable pel transductor HE025T01 sense ocupar un espai excessiu ni fer pistes amb massa bucle (podria crear interferències electromagnètiques) s'aprecien cables formant un llaç a banda i banda del sensor de tal forma que s'anul·la en gran part el camp magnètic indesitjable que es pugui generar.

A més s'utilitza un circuit per protegir el components en cas de sobrecorrent o en cas de connectar la font al revés (Il·lustració 5-13).



Il·lustració 5-13. Circuit de protecció [Font pròpia]

6. Anàlisi dels circuits amplificadors

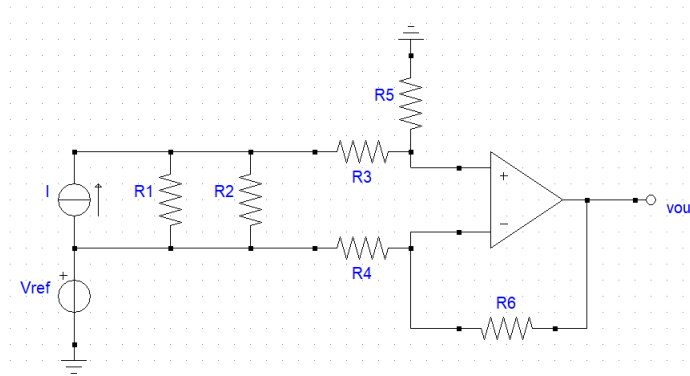
En un principi no es tenia previst realitzar aquesta anàlisi però després de veure fins a quin punt pot influir sobre la mesura el circuit amplificador s'ha trobat necessari dedicar-hi una atenció especial.

En primer lloc s'ha analitzat com afecta a la sortida el valor de les resistències escollides per l'amplificador diferencial. A continuació s'ha realitzat un estudi de sensibilitat del valor mesurat tenint en compte la tolerància de les resistències per deixar reflectit fins a quin punt pot perjudicar les mesures i si val la pena utilitzar resistències de toleràncies millors. A més s'han mesurat les resistències reals de cada circuit per poder realitzar una correcció el més exacta possible sobre el valor mesurat i d'aquesta manera aïllar l'error provinent del circuit amplificador de l'error provinent de les sondes. Per últim s'ha realitzat una simulació dels diferents circuits amplificadors amb el model d'amplificador utilitzat per tenir una visió de com el circuit amplificador global de la placa dissenyada afecta en la mesura.

6.1. Errors causats pel propi circuit

S'observen 2 tipus de circuits amb dues funcions de voltatge de sortida diferenciades.

- Tipus 1: per les sondes que presenten sortida en voltatge (3, 4, 5 i 7).
Presenta l'equació típica de l'amplificador diferencial, ja mostrada a l'Apartat 5.3.
- Tipus 2: per les sondes que presenten sortida en corrent. Cal parlar especial atenció a la sonda 6 (CDS4025), que presenta sortida en corrent i voltatge de referència, tal com s'observa a la *Il·lustració 6-1*. El voltatge mesurat segueix l'*Equació 8*.



Il·lustració 6-1. Model del circuit amplificador per la CDS4025, realitzat al Sapwin [Font pròpia]

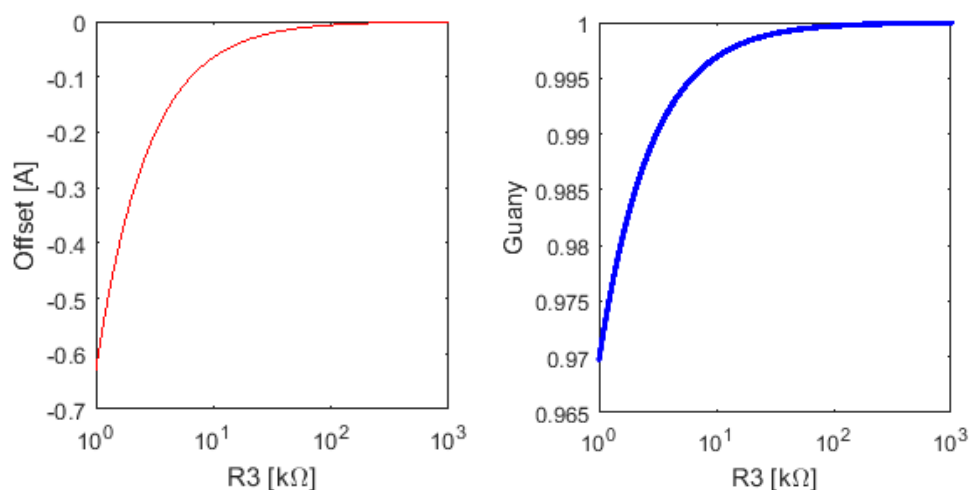
$$V_{out} = \frac{(R_1 \cdot R_2 \cdot R_5 \cdot (R_4 + R_6)) \cdot I + (R_2 \cdot R_4 \cdot R_5 - R_2 \cdot R_3 \cdot R_6 + R_1 \cdot R_4 \cdot R_5 - R_1 \cdot R_3 \cdot R_6 - R_1 \cdot R_2 \cdot R_6) \cdot V_{ref}}{R_2 \cdot R_4 \cdot R_5 + R_2 \cdot R_3 \cdot R_4 + R_1 \cdot R_4 \cdot R_5 + R_1 \cdot R_3 \cdot R_4 + R_1 \cdot R_2 \cdot R_4} \quad (8)$$

Amb els valors de resistències indicats a l'*Apartat 5.3 (Taula 5-1)* s'obtenen els guanys i offsets de la *Taula 6-1*.

			G	Offset
$V1 = 398.4 \cdot I_{s1}$	$I_{s1}(25A) = 12.5mA$	$V1(12.5mA) = 4.980V$	0.996	0
$V2 = 199.1 \cdot I_{s2}$	$I_{s2}(25A) = 25mA$	$V2(25mA) = 4.977V$	0.995	0
$V3 = 6.25 \cdot V_{s3}$	$V_{s3}(25A) = 0.8V$	$V3(0.8V) = 5V$	1	0
$V4 = 8.1 \cdot V_{s4}$	$V_{s4}(25A) = 0.625V$	$V4(0.625V) = 5.040V$	1.008	0
$V5 = 8.1 \cdot V_{s5}$	$V_{s5}(25A) = 0.625V$	$V5(0.625V) = 5.040V$	1.008	0
$V6 = 2365.7 \cdot I_{s6} - 0.528$	$I_{s6}(25A) = 2.06mA$	$V6(2.06mA) = 4.345V$	0.975	-0.534
$V6' = 2417.8 \cdot I_{s6} - 0.0540$		$V6'(2.06mA) = 4.933V$	0.997	-0.054
$V7 = 8.1 \cdot V_{s7}$	$V_{s7}(25A) = 0.625V$	$V7(0.625V) = 5.040V$	1.008	0
$V8 = 121.1 \cdot I_{s8}$	$I_{s8}(25A) = 41.6667mA$	$V8(41.67mA) = 5.046V$	1.009	0

Taula 6-1. Guanys i offsets de cada circuit pels valors nominals de les resistències escollides

S'observa que el guany i l'offset del circuit amplificador de la sonda 6 (Sensitec CDS4025) són inacceptables i es procedeix a estudiar quins valors són adequats mantenint $R3=R4=(R_{in})$, $R5=R6=(R_f)$ i la relació R_f/R_{in} . A partir de la Il·lustració 6-2 s'opta per $R3=R4=(R_{in})=1,2k\Omega$ i $R5=R6=(R_f)=100k\Omega$. Aquests valors aporten un guany de 0.9974 i un offset de -0.054V, que es considera acceptable. Per valors massa grans de resistències el sistema es faria més susceptible al soroll i podria donar problemes.



Il·lustració 6-2. Diagrama semilogarítmic de l'offset i el guany en funció de $R3=R5=(R_{in})$ [Font pròpia]

6.2. Estudi de sensibilitat per la tolerància de les resistències

És interessant veure fins a quin punt pot afectar al guany i a l'offset de les mesures la tolerància de les resistències utilitzades en el circuit amplificador. Les resistències utilitzades presenten una tolerància de l'1% excepte la resistència de mesura de la sonda de referència, que presenta una tolerància millor. Diferències en els valors de la resistència de mesura (per aquelles sondes que tenen sortida en corrent) i diferències entre R_{in} i R_f causaran diferències en el guany mentre que les diferències entre les dues R_{in} (R_3 , R_4) i les dues R_f (R_5 , R_6) causaran un offset en el valor mesurat. Podem observar diversos casos crítics a la Taula 6-2 (T val 0.01).

	Guany màxim		Guany mínim		Offset màxim
	$R_3'=R_4'=R_3 \cdot (1-T)$ $R_5'=R_6'=R_5 \cdot (1+T)$ $R_1'=R_1 \cdot (1+T)$		$R_3'=R_4'=R_3 \cdot (1+T)$ $R_5'=R_6'=R_5 \cdot (1-T)$ $R_1'=R_1 \cdot (1-T)$		$R_3'=R_3 \cdot (1+T)$ $R_4'=R_4 \cdot (1-T)$ $R_5'=R_5 \cdot (1-T)$ $R_6'=R_6 \cdot (1+T)$
	Sortida (V)	error (%) a I_{PN}	Sortida (V)	error (%) a I_{PN}	Sortida (V)
V1=	$1.0263 \cdot V_r$	2.629	$0.9666 \cdot V_r$	-3.341	$1.008 \cdot V_r$
V2=	$1.0256 \cdot V_r$	2.558	$0.9659 \cdot V_r$	-3.406	$1.002 \cdot V_r$
V3=	$1.0202 \cdot V_r$	2.020	$0.9802 \cdot V_r$	-1.980	$1.015 \cdot V_r - 0.0877$
V4=	$1.0284 \cdot V_r$	2.843	$0.9881 \cdot V_r$	-1.190	$1.024 \cdot V_r - 0.0906$
V5=	$1.0284 \cdot V_r$	2.843	$0.9881 \cdot V_r$	-1.190	$1.024 \cdot V_r - 0.0906$
V6'=	$1.0274 \cdot V_r - 0.055$	1.638	$0.9682 \cdot V_r - 0.053$	-4.241	$1.013 \cdot V_r - 0.146$
V7=	$1.0284 \cdot V_r$	2.843	$0.9881 \cdot V_r$	-1.190	$1.024 \cdot V_r - 0.0906$
Vref=	$1.0399 \cdot V_r$	3.985	$0.9793 \cdot V_r$	-2.071	$1.026 \cdot V_r$

Taula 6-2. Resultats de suposar els casos extrems de les toleràncies de les resistències

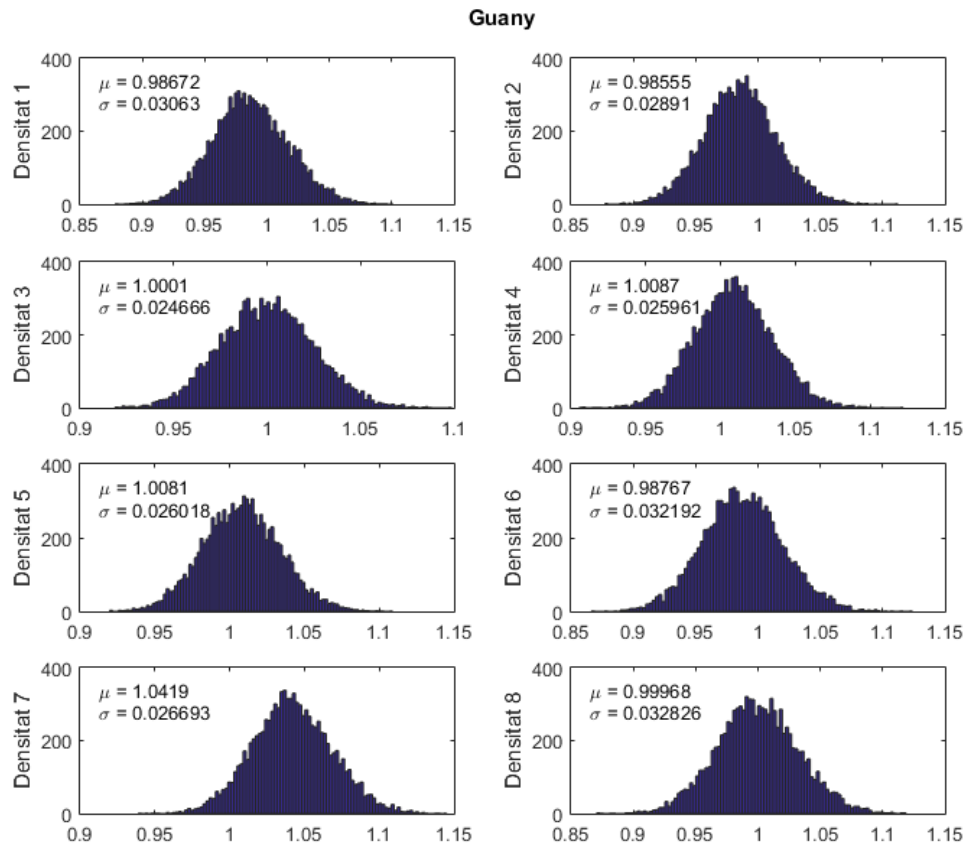
S'observa que la sondes amb sortida en corrent i sense voltatge de referència són robustes davant de variacions en les toleràncies que provoquen offsets en la resta de sondes.

Així doncs, si l'aplicació en qüestió necessita d'una gran precisió serà essencial utilitzar resistències amb millors toleràncies o prendre mesures de les resistències i calibrar la sortida estudiada.

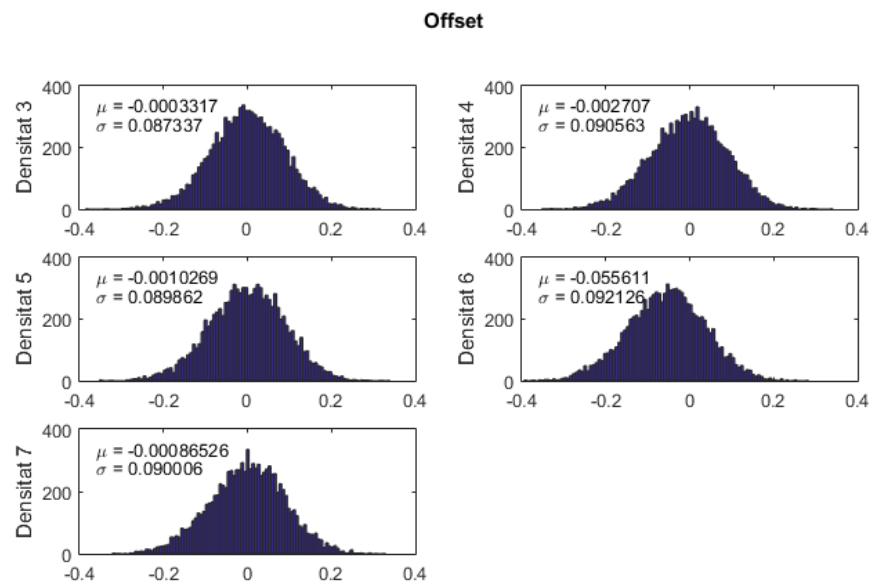
Simulació de Monte Carlo

La simulació de Monte Carlo consisteix en variar els valors de totes les resistències de forma aleatòria tenint en compte la seva tolerància i extreure resultats de prendre moltes mostres. En aquest cas és útil per tenir una visió de la variació típica dels resultats per un valor

determinat de tolerància de les resistències. Amb l'ajut del Matlab s'han estudiat els resultats de 10.000 mostres de la simulació de Monte Carlo per una tolerància de totes les resistències de l'1% i es poden observar a la Il·lustració 6-3 i la Il·lustració 6-4.



Il·lustració 6-3. Guany estudi Monte Carlo de 10.000 simulacions [Font pròpia]



Il·lustració 6-4. Offset estudi Monte Carlo (els circuits 1,2 i 8 no presenten offset)[Font pròpia]

S'observa que alguns circuits (en especial el 6) són una mica més sensibles a les variacions a causa de la tolerància de les resistències que altres (el 2 o el 3, per exemple) però les diferències són petites.

6.3. Estudi dels valors reals

Per tal de poder realitzar correccions el més reals possibles i intentar aïllar l'error dels circuits amplificadors de l'error de les sondes es mesuren totes les resistències dels circuits (Taula 6-3) i se n'extreuen les equacions del voltatge de sortida.

	R1 (Ω)	(R2)(Ω)	R3 (Ω)	R4 (Ω)	R5 (Ω)	R6 (Ω)	G	offset	error (%)
1	100.5	-	2490	2485	9970	9980	1.000	0.000	0.037
2	100.1	-	4966	4995	9970	9970	0.994	0.000	-0.573
3	-	-	1601	1600	9960	9960	0.996	-0.001	-0.436
4	-	-	1236	1240	9980	9980	1.006	0.007	0.784
5	-	(10k)	1235	1240	9970	9980	1.006	0.007	0.774
6	299.6	(10k)	1200	1200	9970	9980	0.971	-0.530	-13.467
6'	299.6	(10k)	11960	11990	1E+05	99800	0.995	-0.044	-1.335
7	-	(2k)	1238	1240	9980	9980	1.006	0.004	0.695
8	10*	-	823	822	9980	9960	1.011	0.000	1.073

Taula 6-3. Valors mesurats de les resistències utilitzades. *El multímetre ha estat incapaç de realitzar una bona mesura d'aquesta resistència i s'ha suposat de 10 Ω (ultraprecisa)

6.4. Visió global dels circuits amplificadors

Fins ara s'ha realitzat l'estudi de l'efecte que tenen els valors de les resistències del circuit sobre la sortida. En aquest apartat es pretén abordar l'efecte dels condensadors del circuit i de la no idealitat de l'amplificador real.

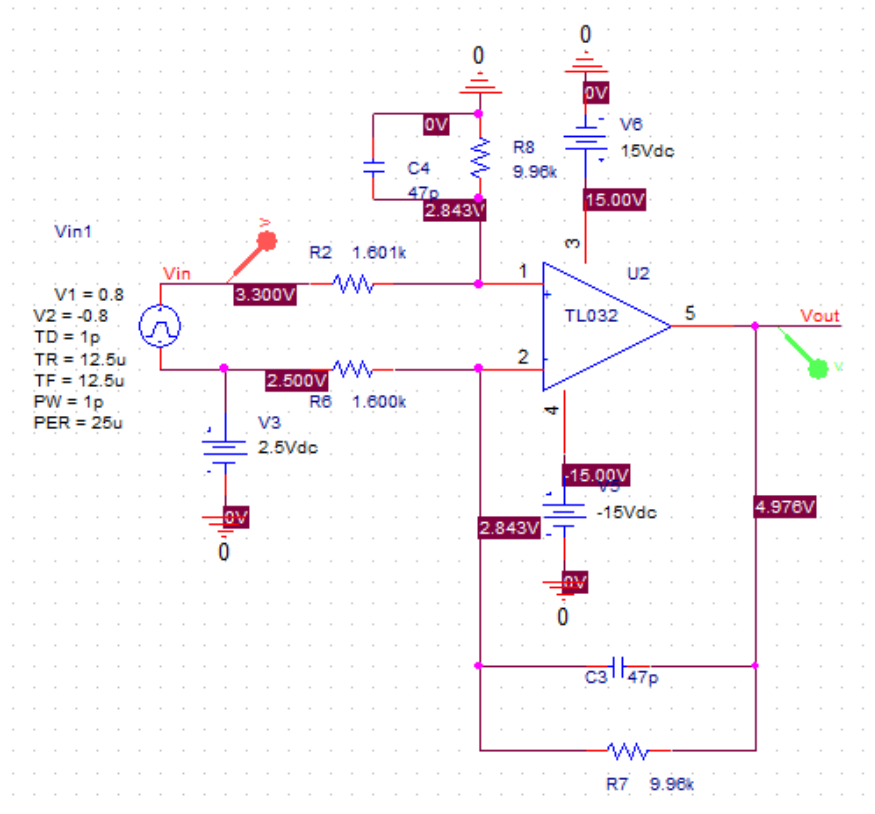
Els condensadors actuen com un filtre de 1r ordre per no deixar passar aquell soroll a freqüències majors a uns 330kHz. El desfasament provocat per un filtre de 1r ordre ve donat per l'Equació 9 i té un efecte sobre les mesures que no s'ha de deixar de banda i que es comentarà més endavant. El guany o atenuació del filtre segons la freqüència segueix l'Equació 10. Els circuits utilitzats en la placa dissenyada provoquen un desfasament a 20kHz de -3.38° i una atenuació de 0.99826.

$$\varphi = -\tan^{-1}(2 \cdot \pi \cdot f \cdot R_f \cdot C_f) \quad (9)$$

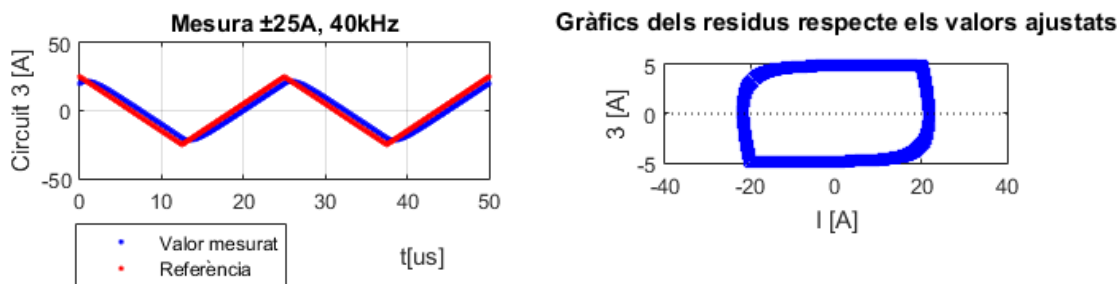
$$G(f) = \frac{X_c(f)}{\sqrt{R^2 + X_c(f)^2}} \quad (10), \quad X_c(f) = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_f} \quad (11)$$

Pel que respecta a la tolerància dels condensadors, sol ser molt pitjor que la de les resistències, pot arribar a estar entre el +20% i el -80% i, per tant, també cal vigilar el valor real perquè no aparegui atenuació i desfasament rellevant a alguna freqüència que ens interressi mesurar. Els condensadors utilitzats presenten una tolerància del $\pm 10\%$.

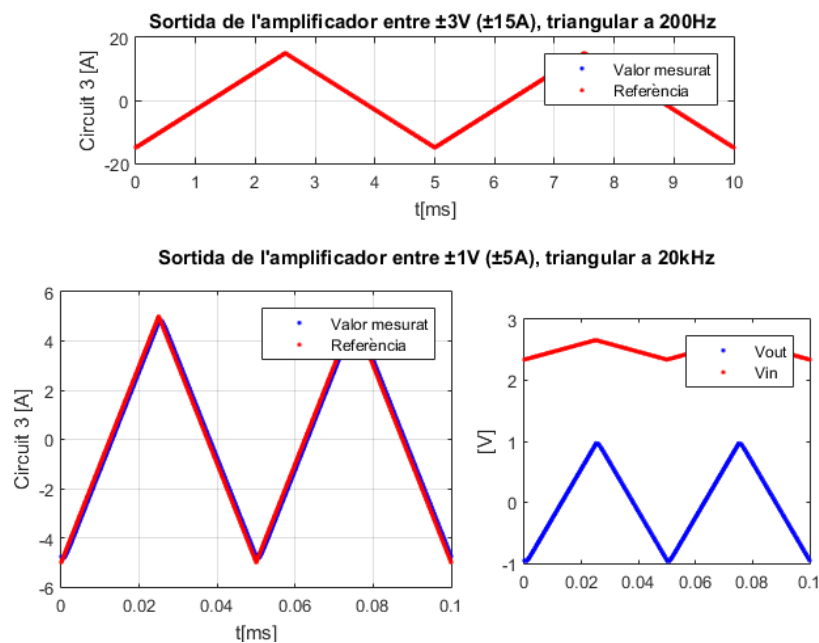
A més, s'ha fet ús del programari Orcad i PSpice per simular el comportament dels circuits amb el model de l'amplificador real utilitzat (II·lustració 6-5, II·lustració 6-6, II·lustració 6-7).



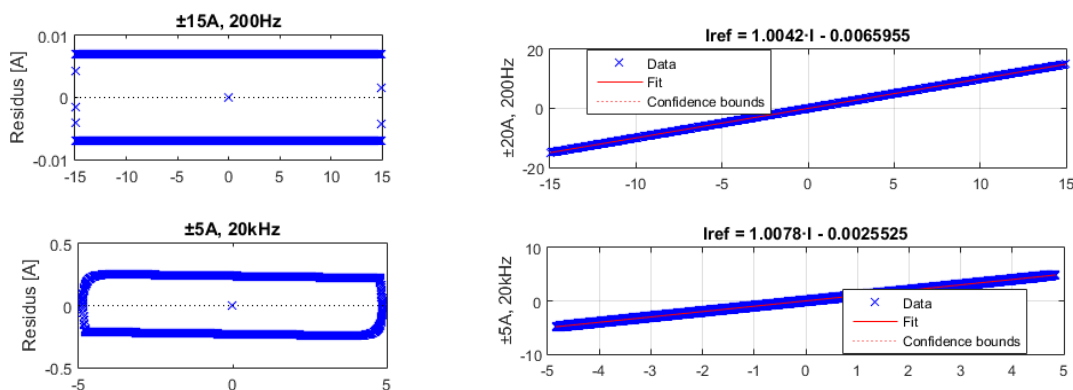
II·lustració 6-5. Simulació circuit 3 amb Orcad/PSpice [Font pròpia]



Il·lustració 6-6. Estudi simulació circuit 3 amb MATLAB, $\pm 25A$ -40kHz [Font pròpia]



Gràfics dels residus respecte els valors ajustats per circuit 3



Il·lustració 6-7. Estudi simulació circuit 3 amb MATLAB, $\pm 15A$ -200Hz i $\pm 5A$ -20kHz [Font pròpia]

Com és d'esperar, per a freqüències grans apareix un desfasament que provoca que les mesures no siguin del tot correctes i els residus de l'ajust tinguin la forma observada a la Il·lustració 6-7. Els altres circuits presenten gràfics similars i no s'ha trobat rellevant mostrar-los.

7. Anàlisi dels sensors amb una càrrega resistiva

Connectant a la xarxa (senyal sinusoidal de 230 V rms) les resistències de potència adequades s'aconsegueix fer passar per les sondes una intensitat d'uns 22 A rms.

S'han pres quatre mostres de les set sondes a diferents temperatures per observar el seu comportament (linealitat, guany, offset, i la variació d'aquestes tres propietats amb la temperatura).

S'ha utilitzat l'oscil·loscopi YOKOGAWA DLM20242, usant dos canals alhora i prenent 12500 mostres per període d'oscil·lació (0,2ms); en un canal s'ha mesurat la sortida del selector (que s'ha anat movent per prendre mesures de totes les sondes) i en l'altre la sortida de la sonda de referència i com a *trigger* s'ha utilitzat el

senyal de la xarxa. S'ha observat que en les condicions actuals de la placa les sondes s'estabilitzen a una certa temperatura (al voltant dels 40°C) i com que es vol comprovar el seu funcionament en qualsevol condició s'ha escalfat les sondes amb una pistola d'aire calent per obtenir mostres a temperatures més elevades (~30°C, ~40°C, ~50°C i ~60°C, per més informació veure la *Taula 7-6*).



*Il·lustració 7-1. Maleta resistències ajustable
[Font pròpia]*

Observacions sobre la fiabilitat dels resultats

Els canals de l'oscil·loscopi, juntament amb les seves sondes i com es col·loquen els cables fan que apareixin diferències del voltant dels 10mV (0,05A) que poden influir en els resultats. Encreuant els cables dels dos canals de l'oscil·loscopi s'aconsegueix disminuir part de les diferències, però no completament. Els camps magnètics que es generen principalment en les sondes poden provocar desviacions en les mesures; col·locar pistes del secundari en paral·lel a les del primari no és recomanat (especialment en pistes de mesura de les quals es requereix precisió) però a vegades no hi ha alternativa viable.

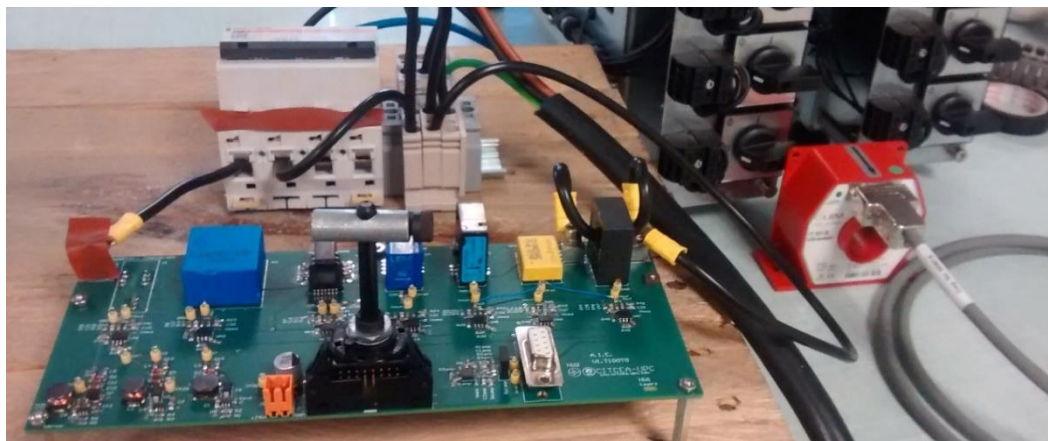
El desfasament entre sondes s'ha suposat negligible però per petit que sigui genera un error en la recta de regressió.

Les resistències utilitzades (excepte la de la sonda de referència, que és més precisa) tenen una precisió de l'1% i uns valors segons el codi E i per tant poden ocasionar petits errors, especialment en el guany mesurat en cada sonda.

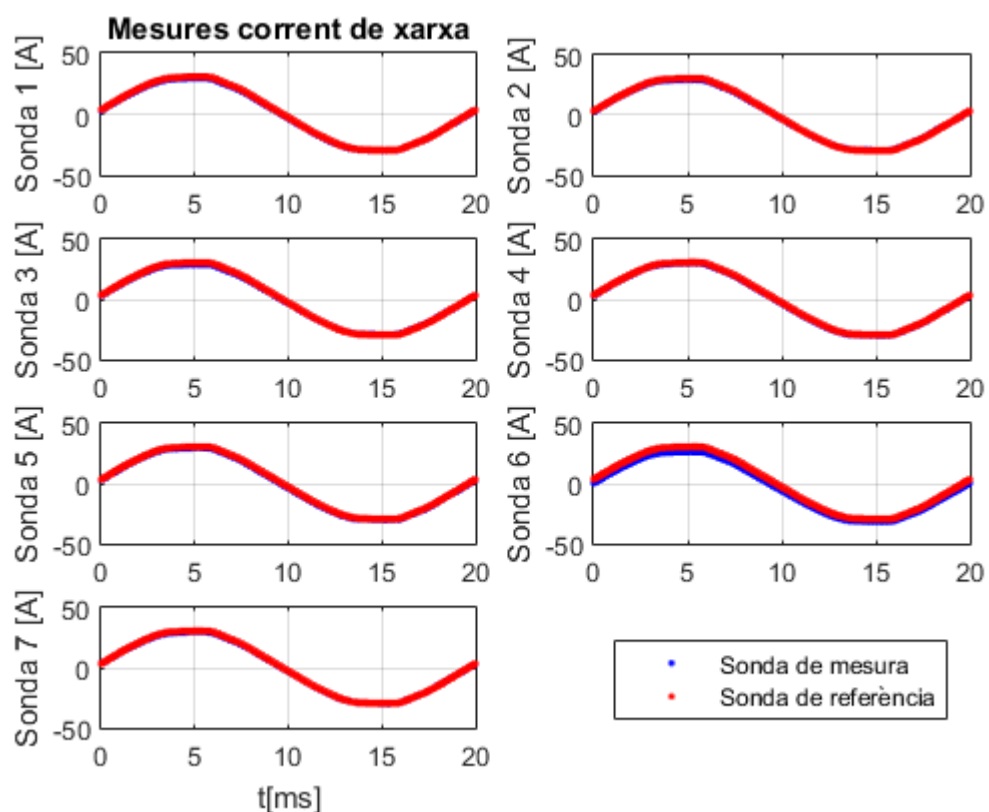
La sonda de referència s'ha suposat ideal però pot presentar imperfeccions que afectin als resultats i presentava un offset en buit d'uns 10mV (0,05A) i d'uns 13mV en treball. Aquest offset s'ha restat a tots els valors de la sonda de referència per extreure línies de regressió que mostrin l'offset en el terme independent.

Sonda 1	Sonda 2	Sonda 3	Sonda 4	Sonda 5	Sonda 6	Sonda 7
CSNE151-104	LA-25-NP	HO-25-NSM	CKSR-25-NP	S22P025S05	CDS4025	HE025T01

Taula 7-1. Recordatori de l'ordre de les sondes de corrent



Il·lustració 7-2. Muntatge realitzat [Font pròpia]



Il·lustració 7-3. Mesures a temperatura ambient (sense corregir/calibrar) [Font pròpia]

Calibratge

Disposant del valor mesurat de les resistències dels circuits amplificadors i dels valors del guany i offset d'aquests circuits (estudiat a l'Apartat 6.3) podem realitzar una correcció sobre les dades segons l'Equació 12 perquè reflecteixin millor l'offset i el guany real de les sondes.

$$V_A = G_A \cdot G_S \cdot V_S + (O_S \cdot G_A \cdot A + O_A) \quad (12)$$

On:

- V_A és el voltatge a la sortida del circuit amplificador, mesurat amb l'oscil·loscopi
- G_A és el guany del circuit amplificador exclusivament (en tant per 1)
- G_S és el guany de la sonda exclusivament (en tant per 1)
- V_S (en V) és la magnitud de sortida de la sonda multiplicada per A
- $A = \frac{1}{5 \cdot k}$ és el factor de guany que es busca que presenti l'etapa amplificadora per tenir un voltatge de 5V a la sortida per un corrent a l'entrada de 25A (idealment R_f/R_{in} seria igual a A)
- k és el factor de conversió de la sonda del corrent d'entrada al voltatge de sortida de la sonda
- O_A és l'offset del circuit amplificador exclusivament (en V)
- O_S és l'offset de la sonda exclusivament (en V)

Així doncs, per realitzar la correcció es pot, per exemple, repetir l'anàlisi però agafant com a voltatge a estudiar $\frac{V_A - O_A}{G_A \cdot A}$. A la Taula 7-2 hi ha les k i A de cada sonda.

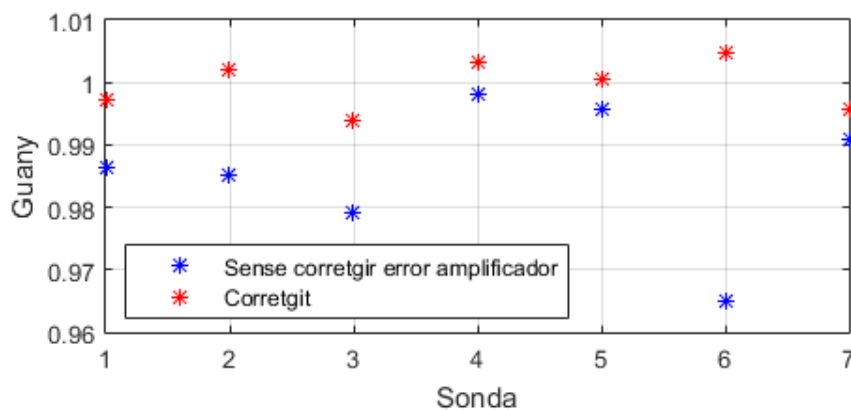
Sonda	R_m (Ω)	k	A
1	100	0.5	0.4
2	100	0.1	2
3	-	0.032	6.25
4	-	0.025	8
5	-	0.025	8
6	300	0.024	8.333333333
7	-	0.025	8
Ref	10	0.016666667	12

Taula 7-2. Constants propies de cada sonda de corrent

Per calibrar respecte valors en corrent només cal saber que el corrent mesurat és 5 cops el voltatge mesurat a la sortida del l'amplificador $\left(\frac{I_A - 5 \cdot O_A}{G_A \cdot A}\right)$.

7.1. Guany

S'extreu de la primera mostra, quan les sondes estan a temperatura ambient.



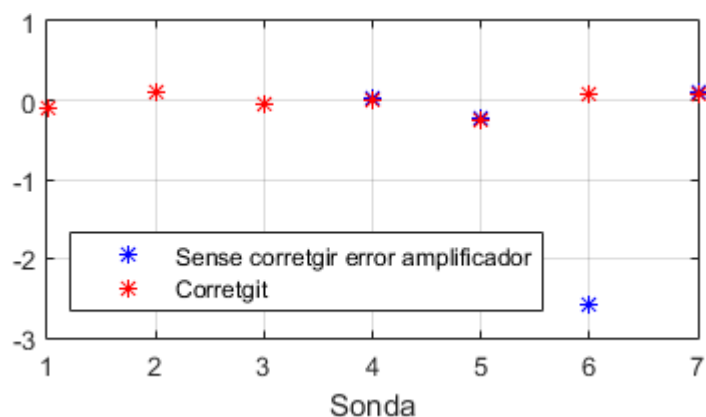
Il·lustració 7-4. Guany de les sondes a temperatura ambient [Font pròpia]

Sonda 1	Sonda 2	Sonda 3	Sonda 4	Sonda 5	Sonda 6	Sonda 7
0.9864	0.9852	0.9791	0.9982	0.9957	0.9650	0.9908
0.9973	1.0021	0.9939	1.0031	1.0006	1.0048	0.9957

Taula 7-3. Guany de les sondes a temperatura ambient

S'observa que la que té el guany més proper a la unitat és la S22P025S05(5), d'efecte Hall de llaç tancat, mentre que la que respon pitjor és la Sensitec HO-25-NSM(3), d'efecte Hall de llaç obert.

7.2. Offset



Il·lustració 7-5. Offset de les sondes a temperatura ambient [Font pròpia]

Sonda 1	Sonda 2	Sonda 3	Sonda 4	Sonda 5	Sonda 6	Sonda 7
-0.1058	0.1102	-0.0470	0.0342	-0.2184	-2.5865	0.0898
-0.1058	0.1109	-0.0421	-0.0008	-0.2519	0.0653	0.0694

Taula 7-4. Offset de les sondes a temperatura

La sonda amb millor resposta és la LEM CKSR 25-NP(4), de tipus Fluxgate, mentre que la que respon pitjor és la S22P025S05(5). S'observa que l'offset de la sonda Sensitec CDS4025ABC(6) és molt més gran que la resta abans de la correcció. Això es deu a que les resistències del circuit amplificador inicialment no tenien un valor adequat i generaven un offset i una atenuació inacceptables.

7.3. Dispersió i linealitat

Suposant negligible el desfasament entre la sortida de la sonda a mesurar i la sortida de la sonda de referència es pot comparar la resposta d'un amb la resposta de l'altre i obtenir l'equació de la recta de regressió. El pendent d'aquesta recta serà el guany de la sonda que s'està observant i el terme independent serà l'offset.

Un paràmetre que s'utilitza per mesurar la linealitat és el percentatge de la variació en la resposta que és explicada pel model (R^2) però cal tenir en compte que sempre s'han d'observar els gràfics dels residus (per comprovar que es compleix adequadament la hipòtesi de linealitat. A més, s'ha trobat necessari observar la RMSD (Root Mean Square Standard Deviation) de la regressió per donar-li una magnitud al percentatge. La RMSD representa la

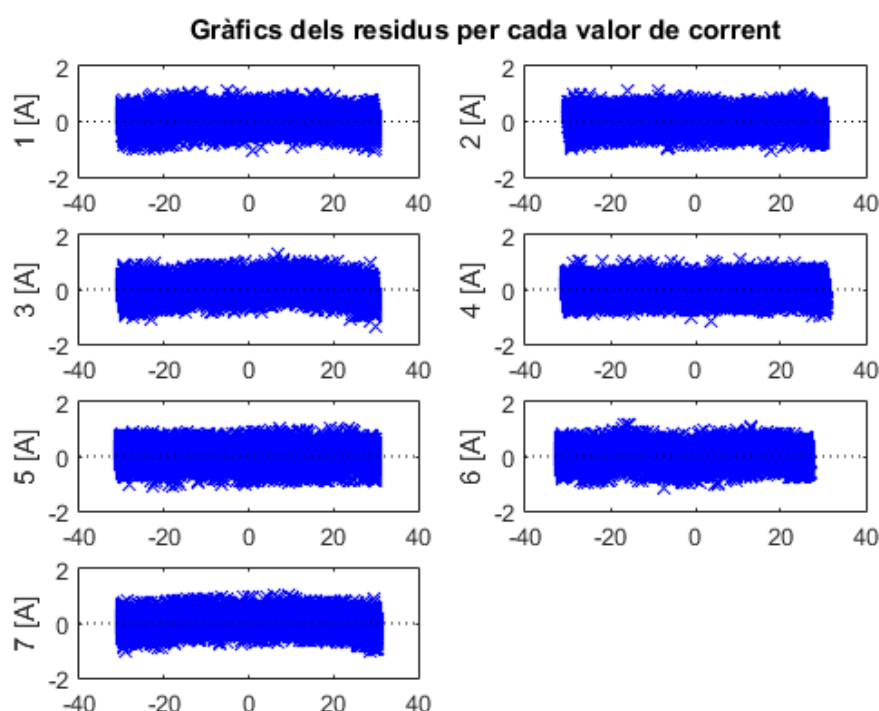
desviació estàndard de les diferències entre els valors predits i els valors observats d'una mostra. Es pot observar l' R^2 i la RMSD a la Taula 7-5 i els residus a la Il·lustració 7-6, la Il·lustració 7-7 i a la Il·lustració 7-8.

	Sonda 1	Sonda 2	Sonda 3	Sonda 4	Sonda 5	Sonda 6	Sonda 7
R^2	99.97890	99.98120	99.97610	99.98040	99.97760	99.97800	99.97890
	99.97892	99.98115	99.97609	99.98038	99.97762	99.97799	99.98028
RMSD	0.31050	0.29390	0.32950	0.30470	0.32410	0.31180	0.30310
	0.31051	0.29569	0.33083	0.30290	0.32217	0.32108	0.30130

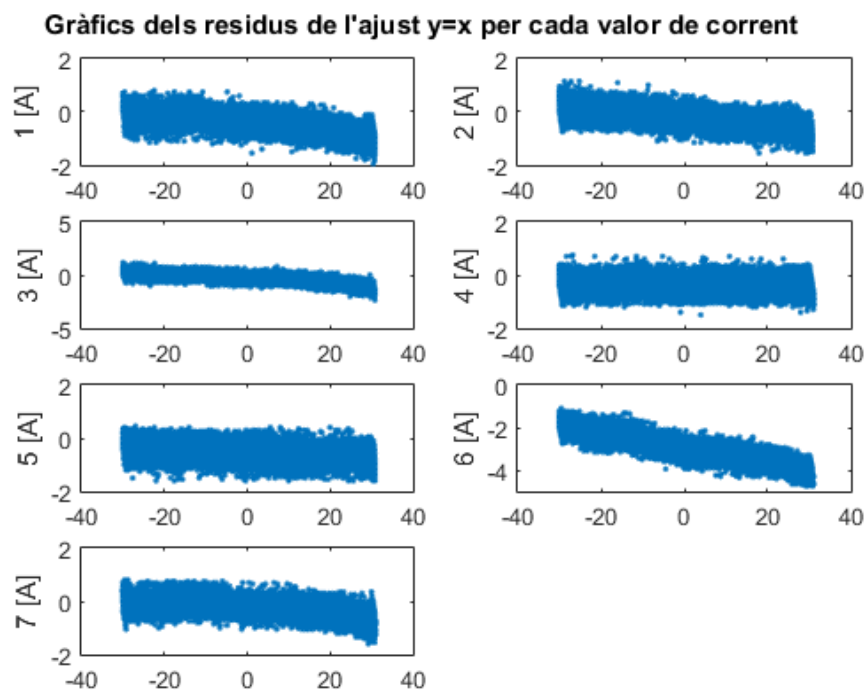
Taula 7-5. R^2 i RMSD a temperatura ambient.

Com es pot veure els valors són molt semblants entre les mesures originals i la correcció ja que en principi els paràmetres que determinen la linealitat d'un ajust no depèn del guany i l'offset d'aquest ajust.

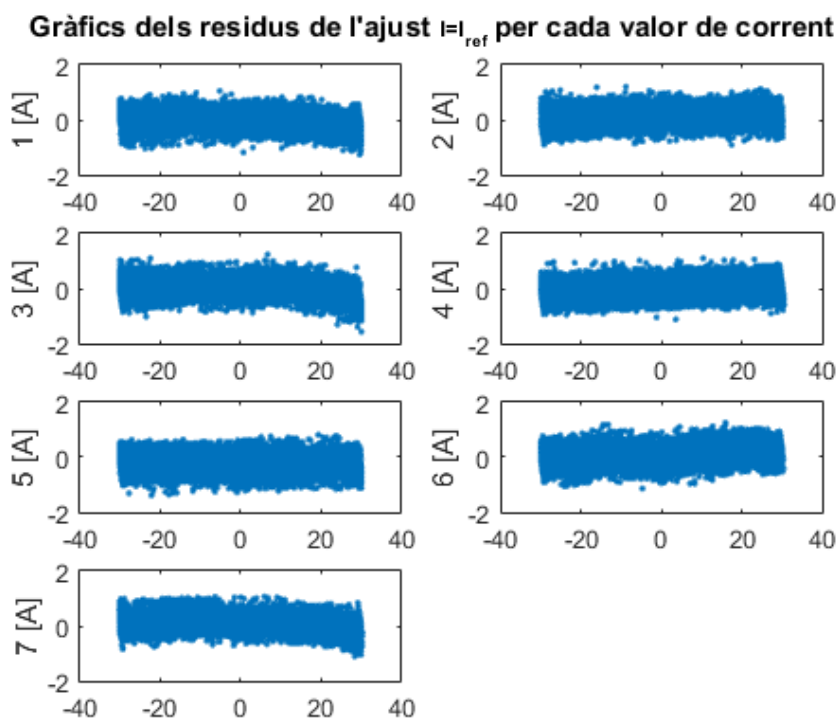
La que presenta major linealitat és la LA 25-NP mentre que la que presenta menor linealitat és la HO-25-NSM.



Il·lustració 7-6. Residus dels ajustos (molt semblant corregida i sense corregir) [Font pròpia]

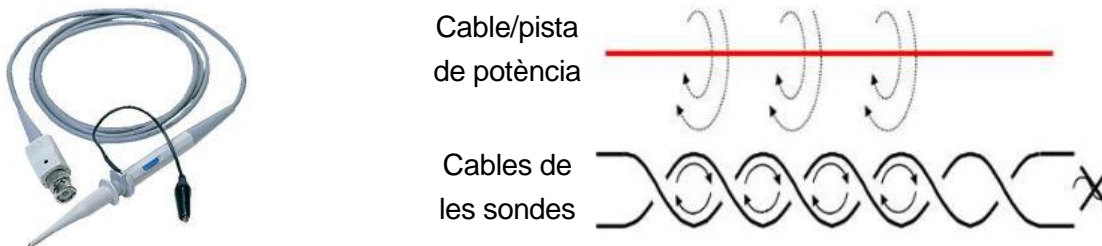


Il·lustració 7-7. Residus de l'ajust sense corregir/calibrar [Font pròpia]



Il·lustració 7-8. Residus corregits/calibrats [Font pròpia]

S'observa que hi ha una variança constant en totes les sondes que fa pensar que probablement la sonda de l'oscil·loscopi (Il·lustració 7-9) agafa soroll. Això impedeix veure amb més claredat la forma real dels residus i la precisió de cada sonda. Al fer les primeres proves aquest problema era molt major i es va aconseguir reduir entrecreuant les sondes de la tensió a mesurar amb la de la tensió de referència (Il·lustració 7-9).



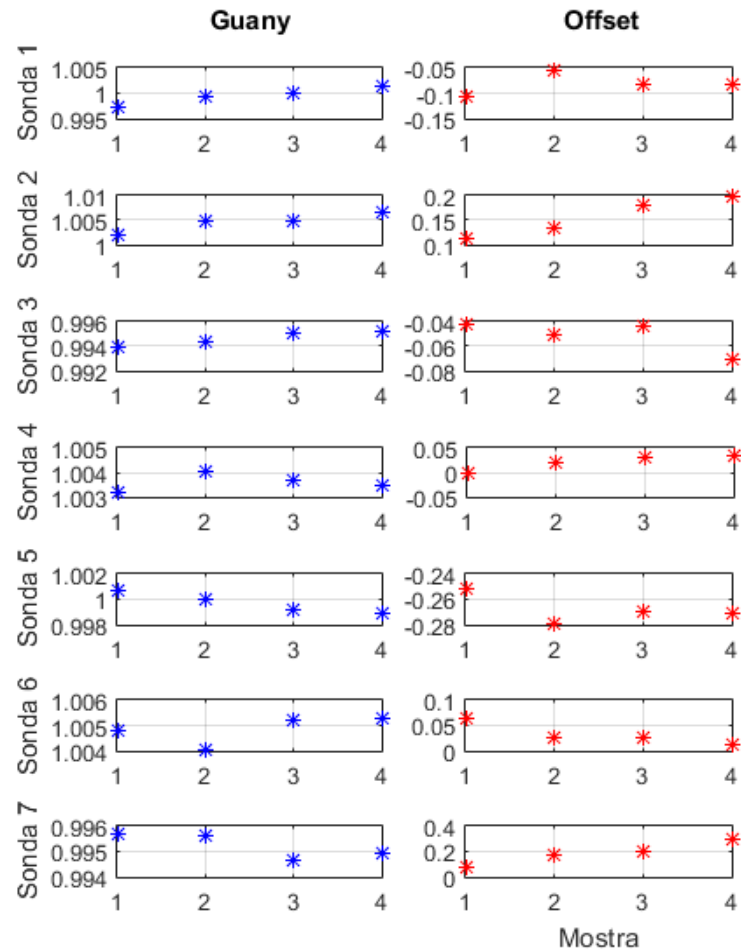
Il·lustració 7-9. Sonda Yokogawa. A l'entrecreuar els cables els corrents induïts tendeixen a cancel·lar-se entre llaços contigus [Font pròpia]

7.4. Variacions amb la temperatura

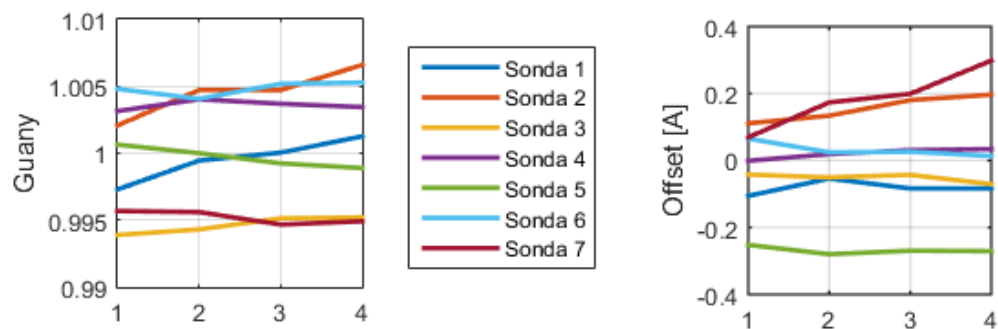
A la Taula 7-6, apareixen les temperatures de cada sonda a cada mostra.

Taula 7-6. Temperatures de les sondes en les quatre mostres.

	Sonda 1	Sonda 2	Sonda 3	Sonda 4	Sonda 5	Sonda 6	Sonda 7	Sonda de referència
1	30 °C	34 °C	31 °C	30 °C	33 °C	35 °C	29 °C	25 °C
2	39 °C	44 °C	40 °C	40 °C	42 °C	41 °C	36 °C	26 °C
3	50 °C	50 °C	47 °C	47 °C	47 °C	50 °C	45 °C	29 °C
4	64 °C	63 °C	60 °C	61 °C	60 °C	66 °C	60 °C	33 °C

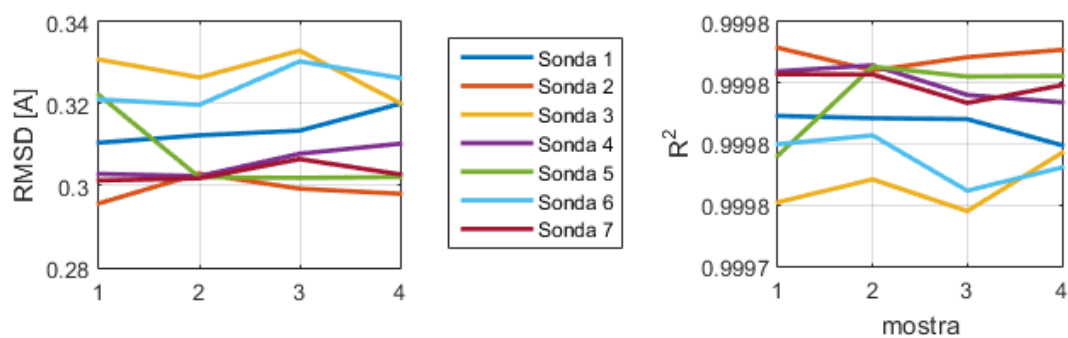
Guany i offset

Il·lustració 7-10. Guany i offset de les sondes a l'anar augmentant la temperatura (4 grups de mostres, valors calibrats)(I) [Font pròpia]



Il·lustració 7-11. Guany i offset de les sondes a l'anar augmentant la temperatura (valors calibrats)(II) [Font pròpia]

Dispersió i linealitat



Il·lustració 7-12. R^2 i desviació tipus de les sondes a l'anar augmentant la temperatura [Font pròpia]

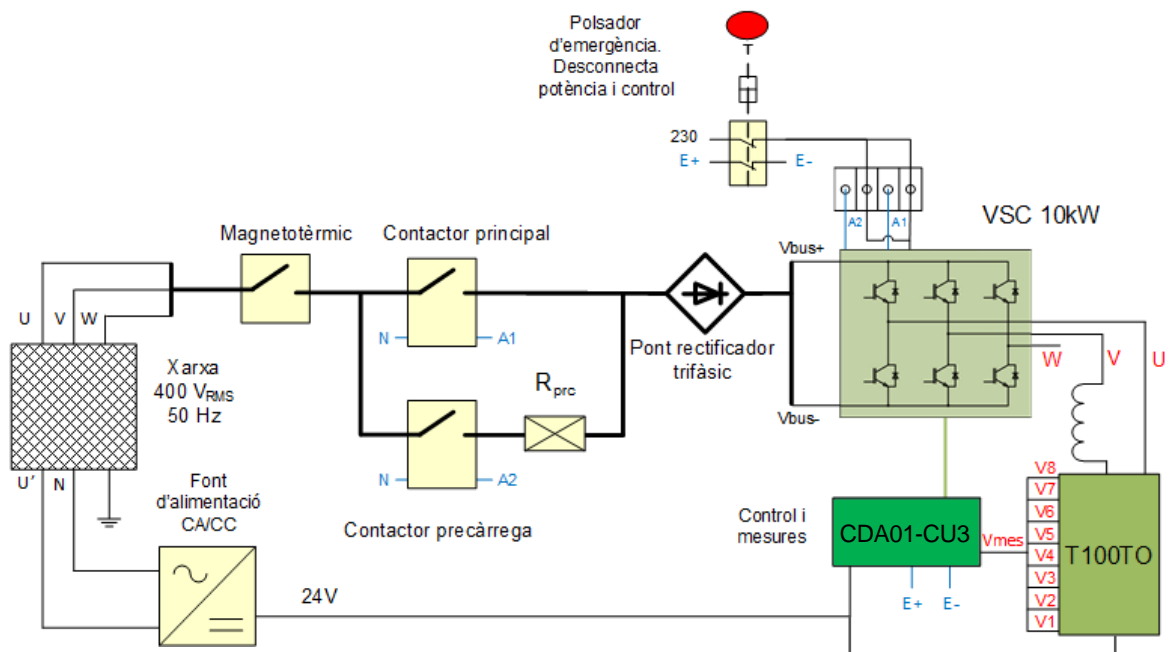
No s'observa cap tendència destacable.

8. Anàlisi dels sensors en un convertidor

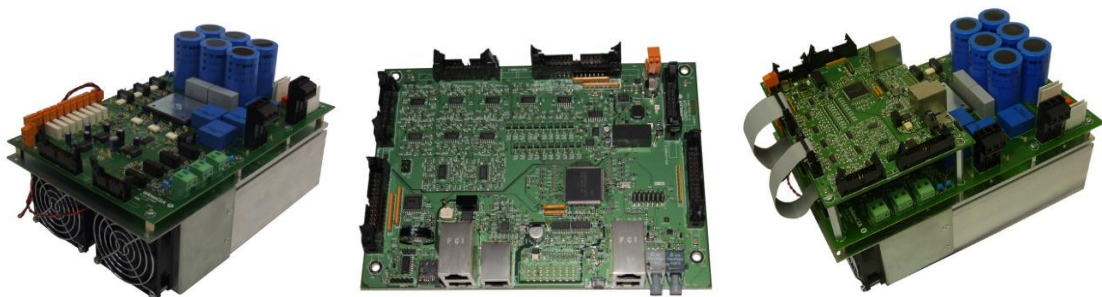
És d'especial interès observar com responen les sondes davant d'un corrent commutat i fent la lectura a través d'un microcontrolador ja que aquest és el seu funcionament típic. Per això s'ha realitzat el muntatge de la Il·lustració 8-1 i s'hi ha realitzat diverses proves.

En tots els apartats següents els estudis han estat realitzat amb valors adequats pel circuit amplificador de la sonda Sensitec CDS4025 (han estat substituïdes les resistències que causaven un guany i un offset inacceptables).

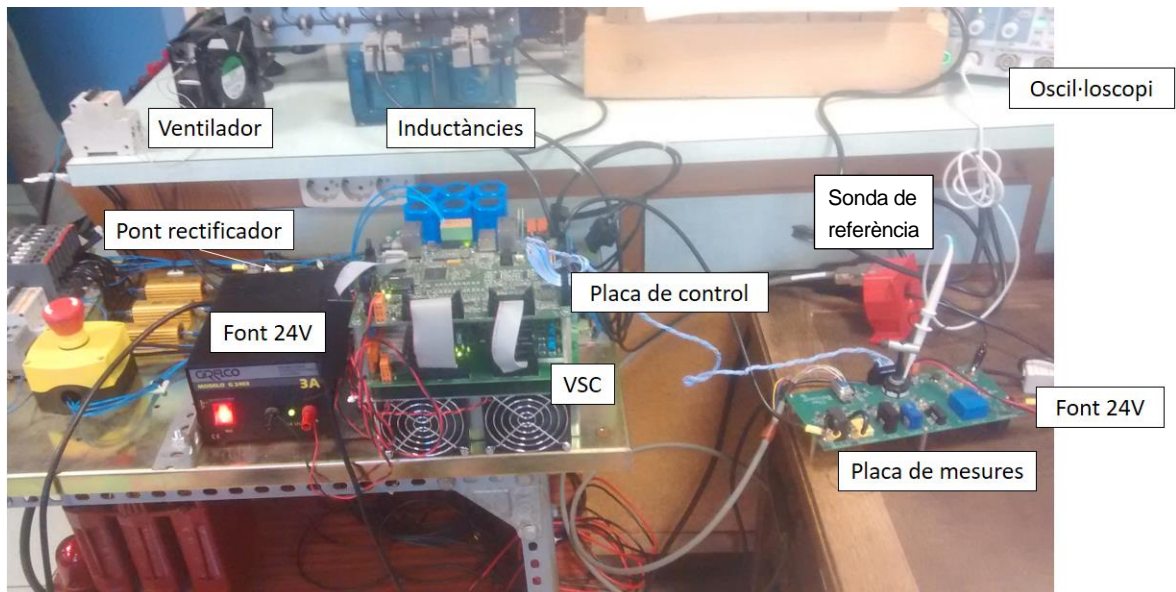
8.1. Elements del muntatge



Il·lustració 8-1. Esquema general del muntatge utilitzat [Font pròpia]



Il·lustració 8-2. PCO-10T800, CDA01-CU3, combinació de les 2 [22]

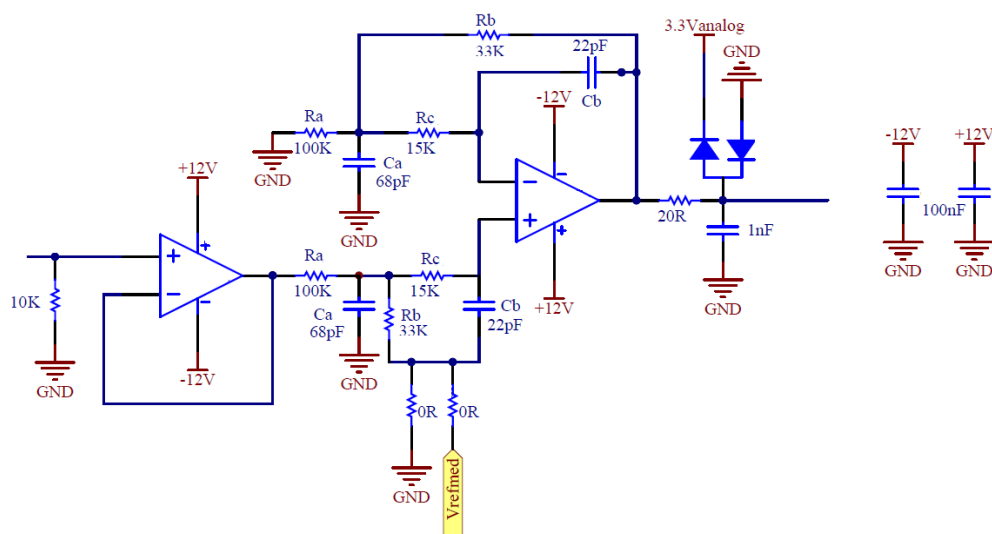


Il·lustració 8-4. Conjunt d'elements que integren el muntatge de corrent commutat [Font pròpia]

8.2. Mesures a la CDA01-CU3

El motor de la placa és el microcontrolador Concerto F28M35, programable en assemblador, C/C++ i la possibilitat de debuggar en temps real. Per rebre dades, per exemple, de les sondes de corrent inclou un convertidor analògic-digital (ADC) de 20 canals i 12 bit, amb un voltatge d'entrada entre 0 i 3.3V. Per adaptar les mesures provinents de la placa dissenyada (tensió entre $-\sqrt{2} \cdot 5V$ i $\sqrt{2} \cdot 5V$) al voltatge d'entrada de l'ADC es disposa de circuits amplificadors.

Circuits amplificadors

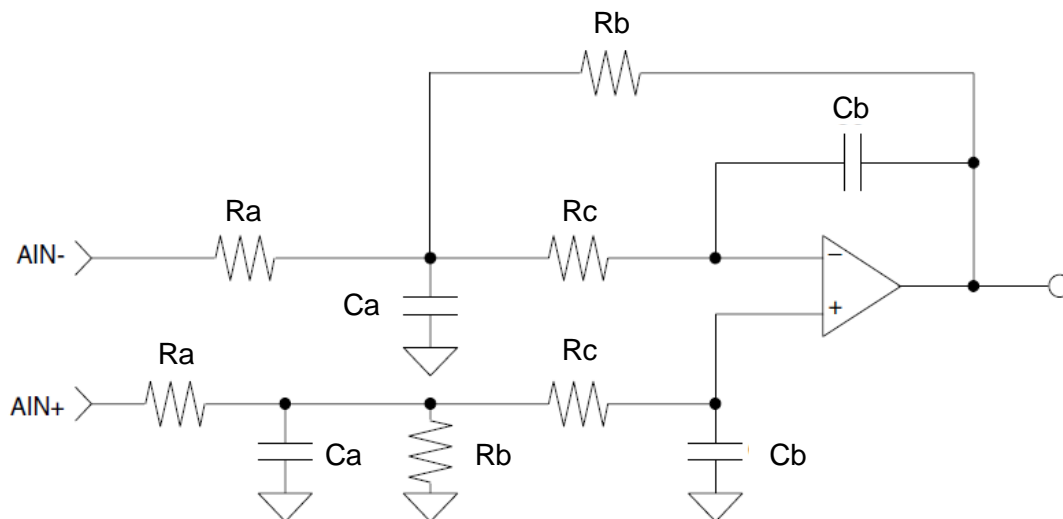


Il·lustració 8-5. Circuit amplificador de la placa de control CDA01-CU3 [Font pròpia]

Els circuit amplificador (Il·lustració 8-5) es componen d'un seguidor de tensió per adaptar qualsevol impedància correctament amb una resistència pull-down per seguretat, d'un circuit amplificador de segon ordre, d'un circuit limitador de tensió per seguretat de l'ADC i de condensadors de desacoblament dels amplificadors. El filtre de segon ordre (Il·lustració 8-6) s'utilitza per filtrar el soroll de freqüències majors a 300kHz sense introduir un desfasament massa gran a la freqüència de commutació (20kHz).

No s'ha mesurat les resistències reals ja que tot i que és cert que introduiran un cert guany i offset, serà el mateix en totes les sondes comparades ja que passen per un únic canal de l'ADC. Si se suposa constant l'error introduït per la CDA01-CU3 en totes les mesures, no tindrà efecte sobre la comparació.

No s'ha realitzat la simulació de Monte Carlo per aquest circuit amplificador ja que ja s'ha realitzat en l'Apartat 6.2 i no és l'objectiu d'aquest projecte realitzar un estudi dels circuits amplificadors de la CDA01-CU3.

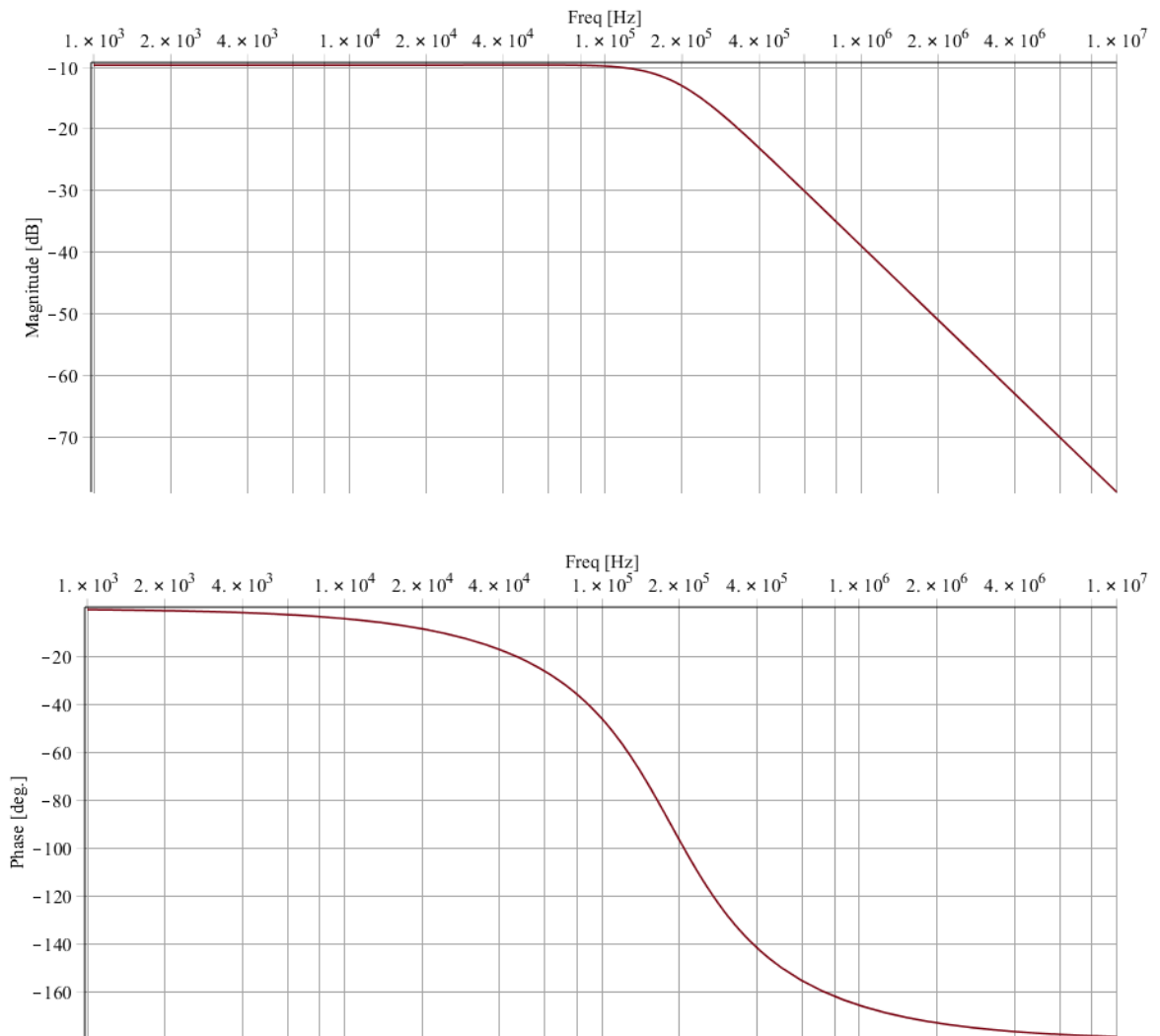


Il·lustració 8-6. Filtre passa-baix de 2 pols amb entrada diferencial [Font pròpia]

Aquest filtre de segon ordre presenta la sortida mostrada a l'Equació 14.

$$V_{out} = V_{ref} + \frac{Rb \cdot V_{inp}}{Ca \cdot Cb \cdot Ra \cdot Rb \cdot Rc \cdot s^2 + (Cb \cdot Ra \cdot Rb + Cb \cdot Rb \cdot Rc) \cdot s + Ra} \quad (14)$$

S'observa que presenta un guany a freqüència 0 de Rb/Ra . Amb els valors mostrats a la Il·lustració 8-5 el guany és de 0.33 i la freqüència de tall 185kHz, presentant un desfasament a la freqüència de commutació (20kHz) d'uns 8.52° que se suma als 3.38° que ja apareixien al filtre de primer ordre de la PCB dissenyada. La funció de transferència s'aproxima per mitjà d'un filtre Bessel, el qual assegura un retard quasi constant a la banda de pas.



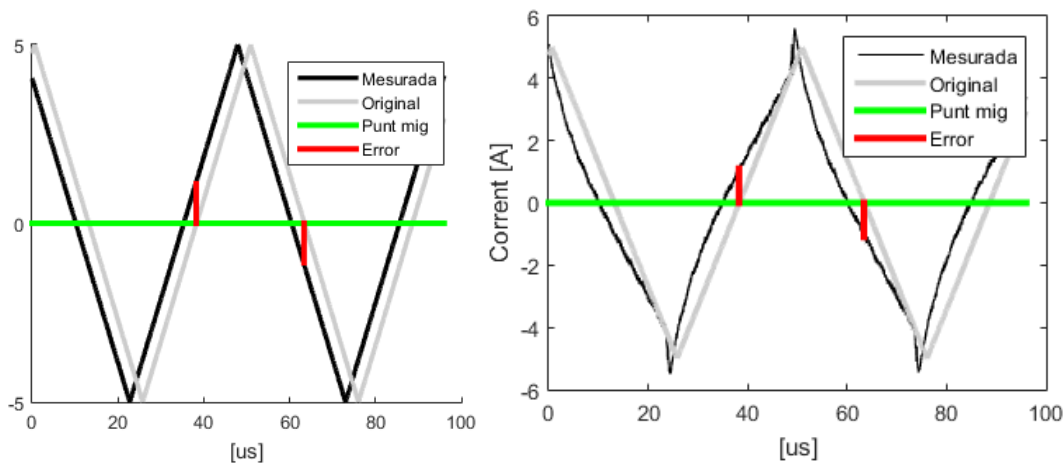
Il·lustració 8-7. Diagrames de Bode del filtre utilitzat en la CDA01-CU3 [Font pròpia]

Mostreig, conversió i visualització dels resultats

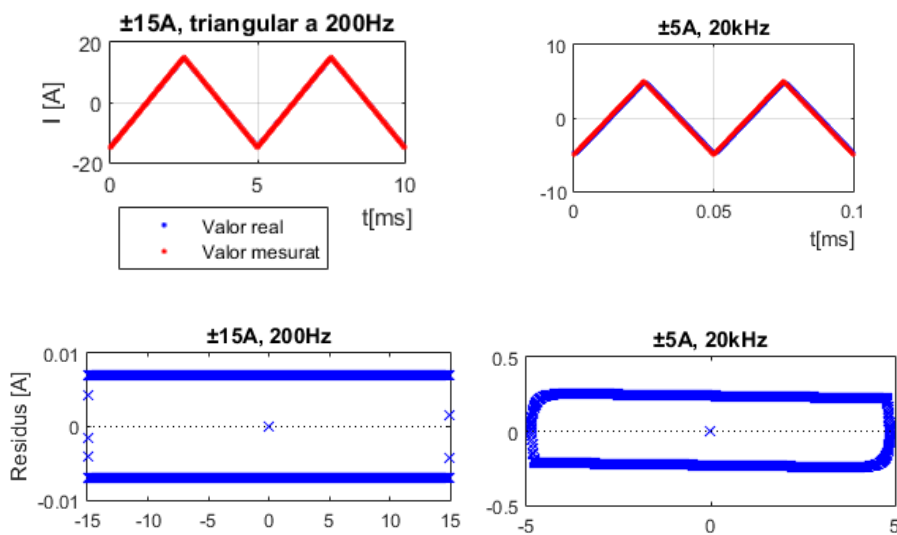
Com que el tractament de dades es fa de forma digital és necessari l'ús d'un convertidor analògic-digital i això implica que hi haurà d'haver un mostreig a una certa freqüència.

Tant la freqüència de mostreig com el punt de mostreig són molt importants per una correcta lectura del valor que s'estudia. Per evitar que les variacions de corrent degudes a la commutació influeixin en el control cal prendre les mesures al punt mig de la commutació. El control està programat perquè hi hagi una interrupció per fer la mesura al punt mig de la commutació.

Com s'observa a la *Il·lustració 8-8*, tot i prendre les mesures al punt mig si hi ha algun petit desfasament entre el senyal real i el mesurat o alguna histèresi en la mesura els resultats queden falsejats. A la *Il·lustració 8-9* es pot veure com un petit desfasament pot generar uns residus que donen una falsa sensació d'histèresi.



Il·lustració 8-8. Error al mesurar al punt mig a causa de desfasament i no linealitat [Font pròpia]



Il·lustració 8-9. Residus que es poden generar a causa del desfasament entre el valor real i el mesurat [Font pròpia]

Per evitar o almenys reduir en gran part aquest problema es pot utilitzar la tècnica de l'*oversampling*. Consisteix en prendre mesures al punt mig de commutació a la pujada i també a la baixada (la freqüència de mostreig serà el doble de la freqüència de la freqüència de commutació) i fer la mitja de les dues mesures, de tal forma que l'error es compensa.

Com ja s'ha comentat a l'Apartat 5.4, interessa que les diferències que hi puguin haver entre els canals de l'ADC no afectin a la comparació. Per això es prenen totes les mesures de les sondes a comparar en un únic canal (amb l'ajut del selector) i es prenen mesures simultàniament de la sonda de referència en un altre canal.

Com que es tracta d'un ADC de 12 bits els valor estarà acotat entre un valor de 0 a 0V a

l'entrada de l'ADC (que equivalen a uns 25A de corrent d'entrada) i i 4095=(2¹²-1) a 3.3V a l'entrada de l'ADC (que equivalen a un -25A de corrent d'entrada).

Per enregistrar i tractar les mesures s'utilitza un *datalogger* que permet extreure 512 mostres preses de forma síncrona del sistema i guardar-les a l'ordinador per mitjà de l'entorn de programació Code Composer Studio (de *Texas Instruments*).

8.3. Nombre de bits efectiu

Es busca donar una mesura del soroll de tot el sistema de mesura. Índica quins són aquells bits que presenten una informació fiable i quins són aquells que només són soroll.

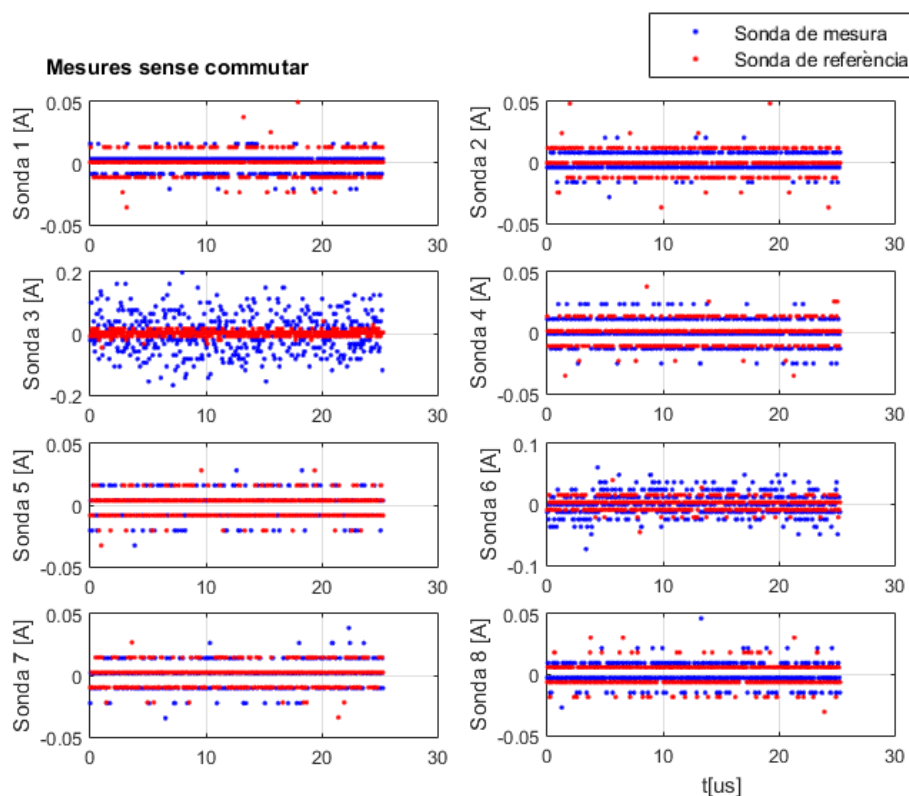
$$Resolució efectiva = \log_2 \left(\frac{2^{12}}{2 \cdot \sigma} \right) \quad (15)$$

on σ és la desviació estàndard de la mostra

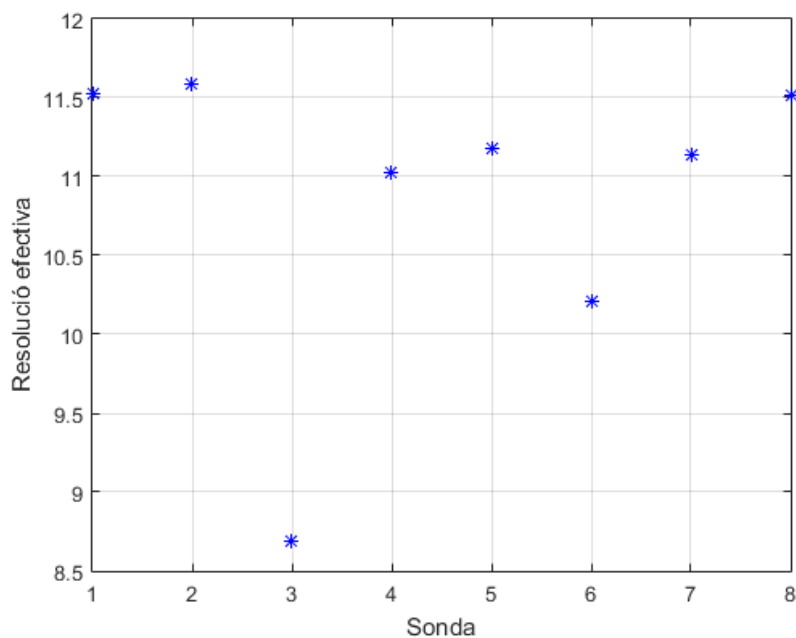
Hi ha diverses maneres de calcular el nombre de bits efectiu, en aquest treball s'ha decidit fixar-se en el nombre de bits que en el 95% dels casos presenten un valor entre la mitjana i $\pm 2\sigma$. S'ha utilitzat l'Equació 15 per calcular el nombre de bits efectius de l'ADC de 12 bits de la CDA01-CU3. S'ha estudiat el sistema en dues condicions: amb l'VSC aturat (sense commutació) i amb una consigna (valor mig imposat) del convertidor de 0A.

Sense commutació, amb l'VSC aturat

Les mesures es prenen a la freqüència de commutació (sense realitzar *oversampling*) per no augmentar de forma fictícia la resolució del sistema.



Il·lustració 8-10. Mesures sense commutació eliminant l'offset per observar millor la dispersió, sense commutació [Font pròpia]



Il·lustració 8-11. Resolució efectiva de cada sonda, sense commutació [Font pròpia]

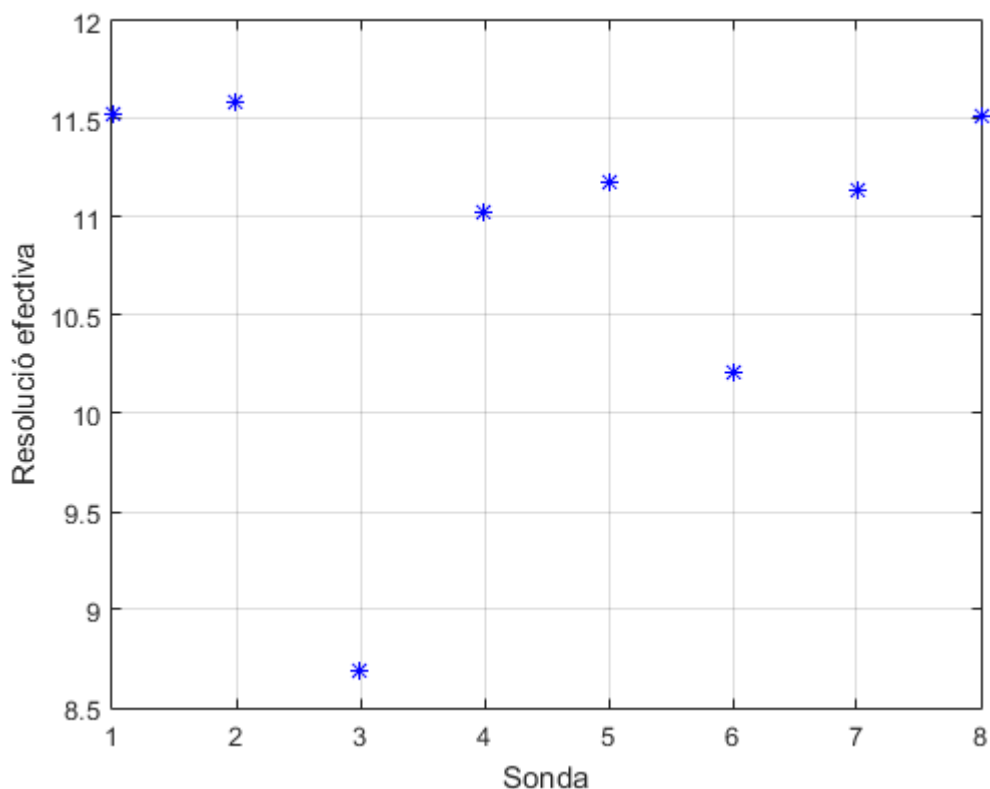
Sonda	Resolució efectiva	Desviació tipus	Offset	Offset corregit	Offset ref	Offset ref corregit
1	11.8030	0.00700	-0.0906	-0.0905	0.0041	0.0041
2	11.7812	0.00710	0.0941	0.0947	0.0052	0.0052
3	8.6472	0.06236	0.0421	0.0473	0.0019	0.0019
4	11.1894	0.01071	-0.0052	-0.0399	0.0037	0.0036
5	11.4147	0.00916	-0.4590	-0.4910	0.0011	0.0011
6	11.9166	0.00647	-0.2890	-0.0693	0.0021	0.0020
7	11.3114	0.00984	0.0347	0.0146	0.0025	0.0025
Ref	11.5828	0.00815	-0.0060	-0.0059	0.0111	0.0110

Taula 8-1. Resolució i offset sense corrent

La sonda que presenta una millor resolució és la Sensitec CDS4025 mentre que la que presenta pitjor resolució amb diferència és la LEM HO-NSM-25.

Amb consigna de 0A

Igual que en el cas anterior les mesures es prenen a la freqüència de commutació.



Il·lustració 8-12. Resolució efectiva de cada sonda, consigna 0A [Font pròpia]

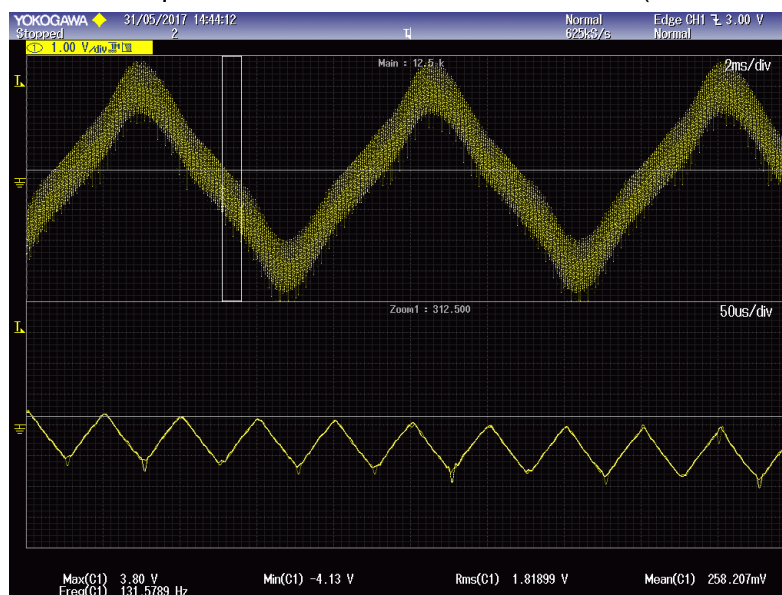
Sonda	Resolució efectiva	Desviació tipus	Offset	Offset corregit	Offset ref	Offset ref corregit
1	11.5285	0.00846	0.2524	0.2481	-0.3942	-0.3899
2	11.5869	0.00813	0.7382	0.7361	-0.3912	-0.3870
3	8.6865	0.06068	0.0652	0.0647	-0.3888	-0.3846
4	11.0276	0.01198	0.6239	0.5835	-0.3934	-0.3891
5	11.1809	0.01077	-0.0905	-0.1267	-0.3898	-0.3855
6	11.8321	0.00686	0.3140	0.5315	-0.3252	-0.3217
7	11.1371	0.01110	0.3729	0.3489	-0.3945	-0.3902
Ref	11.5176	0.00853	0.2528	0.2501	-0.4105	-0.4061

Taula 8-2. Resolució efectiva i offsets amb consigna 0A

La resolució efectiva és molt semblant al cas sense commutació. L'offset és major, principalment a causa del desfasament a 20kHz i de la no linealitat. Sorprenentment, la precisió és major que la que s'obté amb les mesures de l'oscil·loscopi. No es tenia planejat estudiar res més però al veure això es decideix tornar a realitzar l'estudi de l'Apartat 7 (especialment per estudiar millor la linealitat i els residus) amb corrent commutat i prenent les mesures amb l'ADC de la CDA01-CU3.

8.4. Mesures amb consigna triangular $\pm 15A$, 132Hz

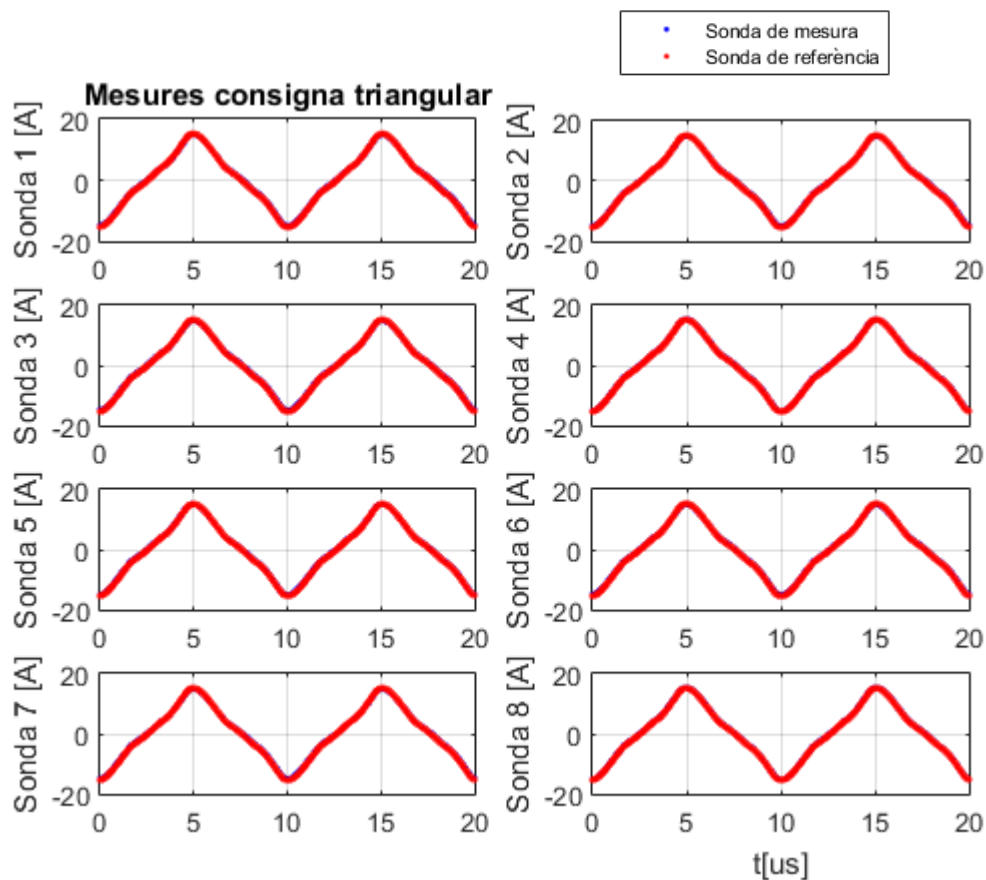
Per l'estudi del guany, l'offset, la dispersió i sobretot la linealitat del sistema s'ha programat un corrent triangular a una freqüència d'uns 132Hz entre -15A i 15A (II·lustració 8-13).



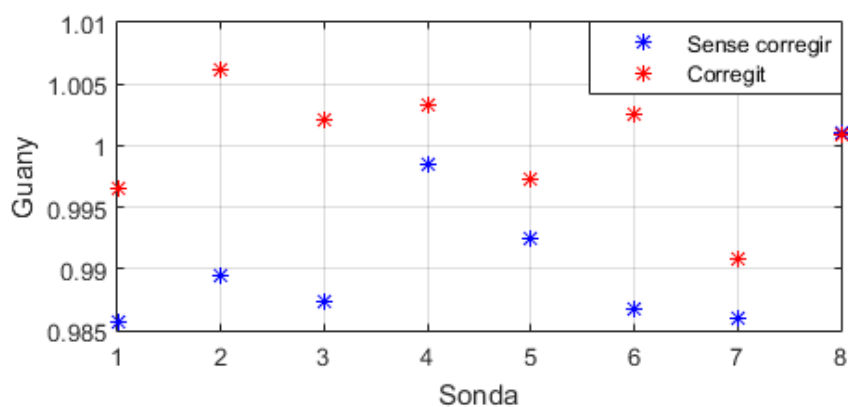
II·lustració 8-13. Corrent programat del convertidor, mesurat amb l'oscil·loscopi [Font pròpia]

S'ha utilitzat la tècnica de l'*oversampling* mencionada a l'Apartat 8.2 per eliminar els efectes del desfasament de l'arissat de commutació a 20kHz. Cal tenir en compte que a l'utilitzar l'*oversampling* la resolució observada pot ser major a la real de la sonda.

8.4.1. Guany



Il·lustració 8-14. Valors mesurats per cada sonda [Font pròpia]



Il·lustració 8-15. Guany de cada sonda amb consigna triangular $\pm 15A$, 132Hz [Font pròpia]

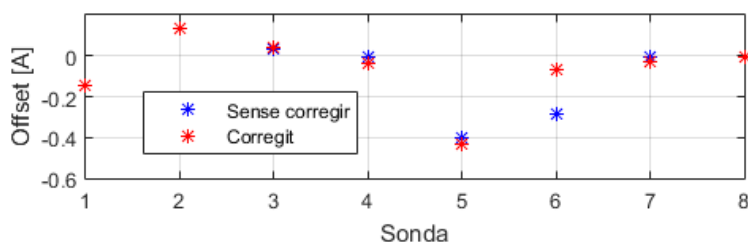
	Guany	Guany corregit
1	0.986083766	0.996505837
2	0.989802423	1.006307797
3	0.987827186	1.002269349
4	0.998924349	1.003445815
5	0.992711714	0.997209605
6	0.987262324	1.002696335
7	0.986491718	0.990937453
Ref	1.00138413	1.000948541

La sonda que presenta el guany més proper a 1 és la HO-NSM-25(3). Molt a prop se situa la CDS4025(6).

Per altra banda la que presenta el guany més allunyat (tot i que continua sent molt a prop d'1) és la HE022P025S02(7).

Taula 8-3. Guany i guany corregit de les sondes amb consigna triangular $\pm 15A$, 132Hz

8.4.2. Offset



Il·lustració 8-16. Offsets de cada sonda amb consigna triangular $\pm 15A$, 132Hz [Font pròpia]

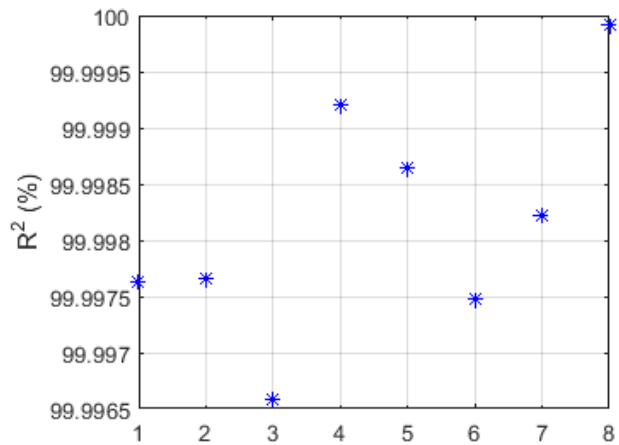
	Offset	Offset corregit	Offset ref	Offset ref corregit	Mitja I	Mitja I corregit
1	-0.1444	-0.1472	-0.2566	-0.2538	-0.4010	-0.4010
2	0.1281	0.1246	-0.2560	-0.2532	-0.1279	-0.1286
3	0.0375	0.0389	-0.2596	-0.2568	-0.2220	-0.2179
4	-0.0048	-0.0409	-0.2649	-0.2620	-0.2698	-0.3030
5	-0.3974	-0.4311	-0.2621	-0.2592	-0.6594	-0.6903
6	-0.2818	-0.0662	-0.2629	-0.2600	-0.5446	-0.3262
7	-0.0085	-0.0297	-0.2677	-0.2647	-0.2762	-0.2944
Ref	-0.0095	-0.0094	-0.2637	-0.2609	-0.2733	-0.2703

Taula 8-4. Offsets de cada sonda amb consigna triangular $\pm 15A$, 132Hz (l'offset es calcula com la diferència entre la mitja de I i la mitja de I_{ref})

La sonda que presenta menor offset és la HE025P01(7), seguida per la CKSR-25-NP(4). Per altra banda la que presenta l'offset més gran és la S22P025S05.

8.4.3. Dispersió i linealitat.

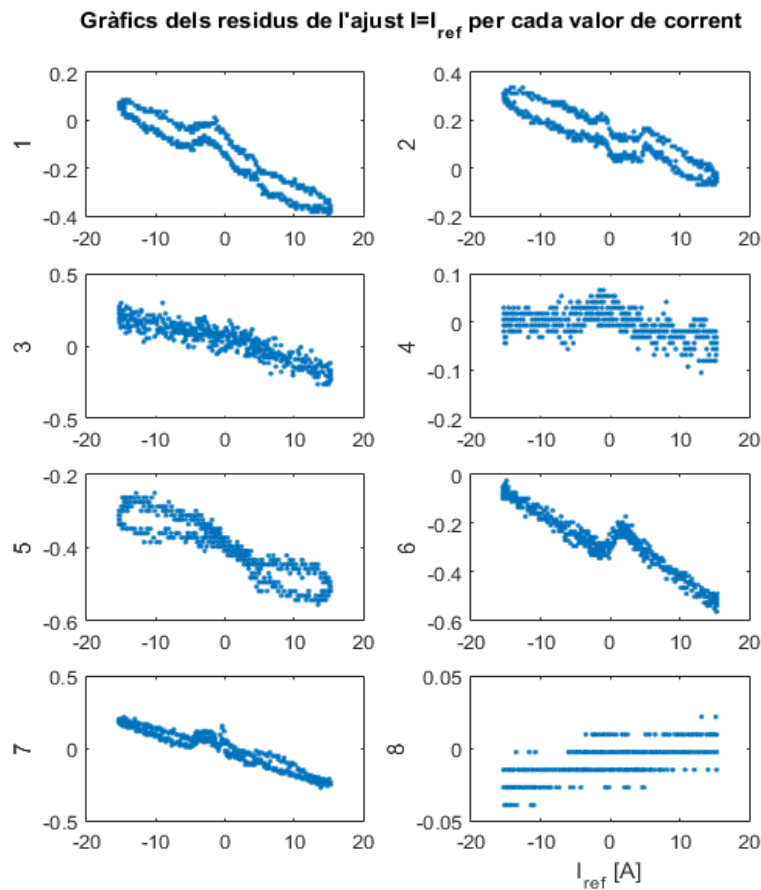
	R^2
1	0.999975101
2	0.999975705
3	0.999964921
4	0.999991994
5	0.99998632
6	0.999978349
7	0.999981358
Ref	0.999999151



Taula 8-5. R^2 de l'ajust lineal, consigna triangular $\pm 15A$, 132Hz

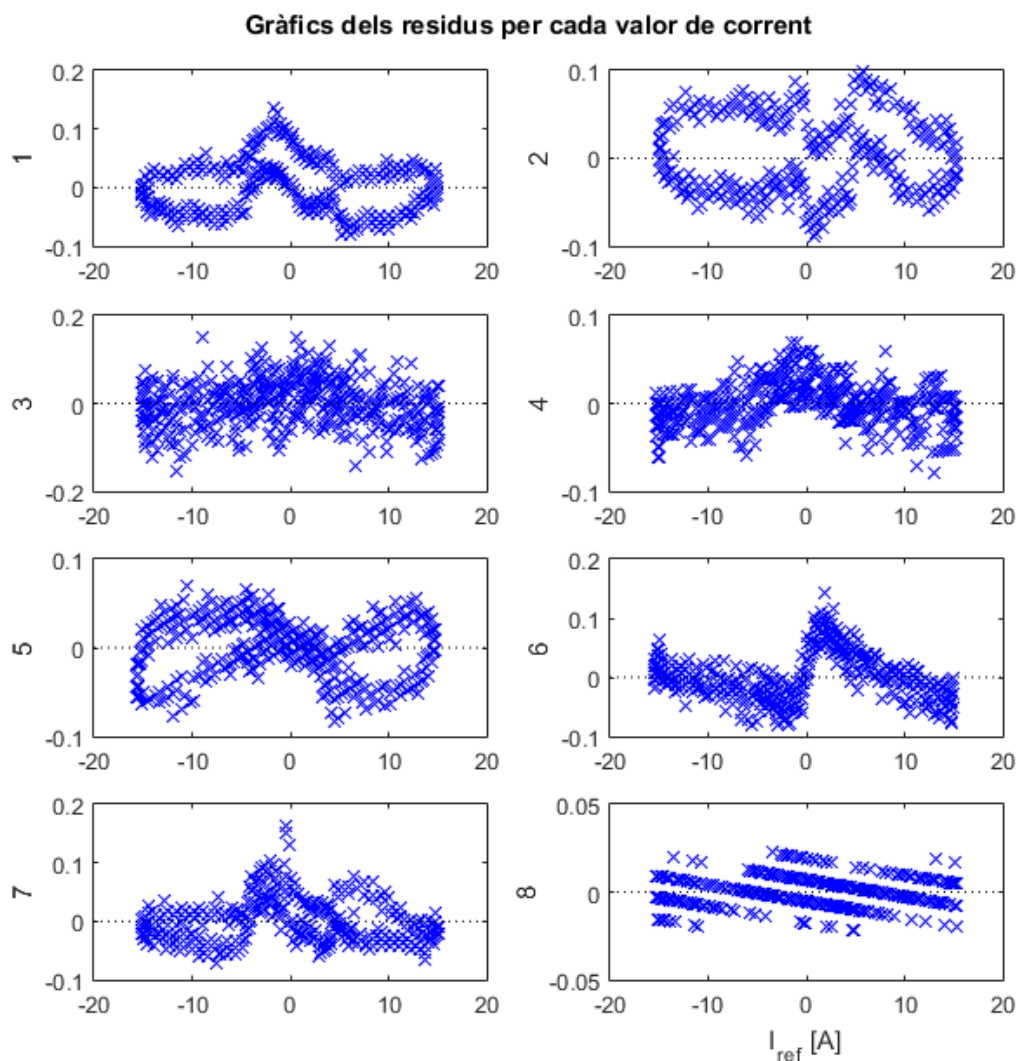
Il·lustració 8-17. R^2 de l'ajust lineal, consigna triangular $\pm 15A$, 132Hz [Font pròpia]

Segons l'estudi amb consigna triangular, la sonda que presenta millor linealitat és la de tipus fluxgate CKSR-25-NP i la que pitjor respon és la HO-25-NSM però fa falta encara observar els residus per veure si els resultats es poden donar per vàlids.



Il·lustració 8-18. Residus respecte el valor esperat (sense corregir molt semblant al corregit)
 [Font pròpia]

A la Il·lustració 8-18 i a la Il·lustració 8-19 es pot observar el que sembla ser una histèresi (especialment de les sondes 1, 2 i 5) però en realitat estem observant valors de residu molt petits i és possible que es tracti tan sols de l'error degut al petit desfasament de la senyal triangular de 130Hz (semblant al que es pot veure a la Il·lustració 8-9. Aquest error es podrà veure en aquelles sondes que presenten major precisió. Com que els residus presenten aquesta forma l' R^2 no té molt de sentit com a indicador de la linealitat o de la precisió del sistema.



Il·lustració 8-19. Residus respecte l'ajust lineal, consigna triangular $\pm 15A$, 132Hz [Font pròpia]

9. Estudi econòmic

El present projecte es duu a terme per al seu ús en l'àmbit del CITCEA i no per a la seva comercialització. Per aquest motiu, es presenta un pressupost del projecte i no es realitza un estudi de viabilitat en el mercat.

Es diferencien tres partides: recursos humans, recursos materials i recursos I+D. En aquest projecte la partida que té més pes és la de recursos humans. Les despeses materials derivades del projecte han estat cobertes en la seva totalitat pel CITCEA. En els següents apartats es detallen aquestes tres partides.

9.1. Recursos humans

S'entén com a recursos humans, les hores dedicades per la persona encarregada de realitzar el projecte. A la Taula 9-1 es separen en funció de la funcionalitat d'aquestes hores.

Tasca	Preu [€/h]	Hores invertides	Cost [€]
Estudi conceptual previ	15	100	1500
Disseny del hardware	20	200	4000
Implementació del hardware	15	120	1800
Tractament de dades	20	200	4000
Documentació de resultats	15	100	1500
Total		720	12800

Taula 9-1. Costos recursos humans

9.2. Recursos materials

Es consideren recursos materials tot el material necessari per a la realització del muntatge i el material de suport per poder fer possible la implementació física del projecte. A la Taula 9-2 es detalla el material utilitzat.

Concepte	Preu [€/u]	Quantitat	Cost [€]
Placa de control (CDA01-CU3)	600	1	1000,00
Convertidor VSC (PCO-10T800)	950,00	1	950,00
Proteccions	7,50	2	15,00
Pont rectificador de díodes	170,00	1	170,00
PCB	41	4	163,00
Components PCB²	161.105	1	161,00
IT-60s Ultrastab	613	1	613,00
Total			3072,00

Taula 9-2. Cost recursos materials

Sondes	Preu [€]
CSNE151-104	15,70
LA-25-NP	18,01
HO-25-NSM	9,64
CKSR-25-NP	13,88
S22P025S05	11,62+

² Es pot veure el *Bill of Materials* de la PCB complet a l'ANNEX D

- Voltatge ref.	(2)
CDS4025ABC	20,30
HE025T01	8,69+
- Voltatge ref.	(2)

Taula 9-3. Cost de cada sonda

9.3. Recursos I+D

S'entén per recursos I+D aquell material que ha estat necessari per desenvolupar el projecte, sense tractar-se d'elements físics presents en el projecte final. A la Taula 9-4 es desglossen aquests costos.

Concepte	Preu [€]	Amortització en el temps	Temps utilitzat	Cost [€]
Ordinador	800,00	5 anys	1 any	160,00
Altium	7245	10 anys	4 mesos	241,50
Programador JTAG	687,30	5 anys	3 mesos	34,37
Oscil·loscopi	650,00	5 anys	4 mesos	43,33
Multímetre	143,16	5 anys	6 mesos	14,32
Sonda de tensió diferencial	406,99	5 anys	3 mesos	20,35
Sonda de corrent	147,51	5 anys	3 mesos	7,38
Visio Pro para Office 365	13€/mes		1 mes	13,00
Matlab (versió educativa)	Gratuït			0,00
Maple (UPC)	Gratuït			0,00

Orcad-PSpice (UPC)	Gratuït			0,00
LTSpice	Gratuït			0,00
Sapwin	Gratuït			0,00
Code Composer Studio	Gratuït			0,00
Total				534,25

Taula 9-4. Cost recursos I+D

9.4. Pressupost total del projecte

A la Taula 9-5 es mostra el cost total, el qual és la suma de les partides anteriors amb el 21% IVA aplicat.

Concepte	Concepte Cost [€]
Recursos humans	12800
Recursos materials	3072
Recursos I + D	534
Subtotal	16006
IVA [21%]	3361
Total	19768

Taula 9-5. Cost total

10. Impacte mediambiental

L'anàlisi es realitza amb concordança amb el que s'exposa a la Llei 21/2013, del 9 de desembre, d'avaluació d'impacte mediambiental, on es defineix l'avaluació d'impacte mediambiental com a indispensable per la protecció del medi ambient. L'objectiu de l'anàlisi és facilitar la incorporació dels criteris de sostenibilitat a l'hora de prendre decisions estratègiques, a través de l'avaluació de la planificació. A través de l'avaluació del projecte, es pretén garantir una adequada prevenció dels impactes mediambientals concrets que es puguin generar i s'estableixen mecanismes eficaços de correcció i compensació en cas de necessitat.

Per poder desenvolupar aquest projecte sota uns criteris de sostenibilitat adequats ha estat de vital importància complir amb les directives referents als RAEE (Residus d'Aparells Elèctrics i Electrònics) i a la Directiva 2002/95/EC sobre restriccions en la utilització de determinades substàncies perilloses en aparells elèctrics i electrònics.

Directiva RAEE (*Residus d'Aparells Elèctric i Electrònics*)

La Directiva de Residus d'Aparells Elèctrics i Electrònics, Waste Electrical and Electronic Equipment (WEEE, en anglès), 2012/19/UE [24], és una directiva del Parlament Europeu que entra en vigor al febrer de 2015 i promou el reciclatge, la reutilització i la recuperació dels residus d'aquests equips. Aquesta directiva redefineix i fa més clara la derogada 2002/95/CE.

Durant el desenvolupament d'aquest projecte s'han utilitzat components d'altres aplicacions i que actualment no estaven en ús. La gran majoria de components, formen part de material del que ja es disposava en el taller de CITCEA. A més, el model desenvolupat és fàcilment reparable ja que es poden canviar cadascun dels components. En un futur es poden desmuntar cadascuna de les plaques i elements de la plataforma i reutilitzar-los per altres aplicacions, ja que es tracta d'un conjunt modular.

Com es menciona en el paràgrafs 5 i 6 de les consideracions de la directiva 2012/19/UE existeixen materials perillosos com són el cadmi, mercuri i plom dels quals es restringeix el seu ús. Amb el propòsit de complir la directiva tots els components fets servir al llarg del muntatge han estat comprats tenint complint amb aquesta legislació i les tasques de soldadura s'han realitzat amb estany de té un baix contingut en plom.

Directiva 2002/95/EC

La directiva 2002/95/CE del Parlament Europeu i del Consell del 27 de gener de 2003 sobre restriccions en la utilització de certes substàncies perilloses en aparells elèctric i electrònics entra en vigor l'1 de juliol de 2006. Limita les quantitats que es poden emprar de sis components: plom, mercuri, cadmi, crom hexavalent, PBB i PBDE.

El projecte es veu afectat per la normativa per tractar-se d'una 'Eina electrònica'. Tots els components emprats al llarg del projecte compleixen amb les especificacions de la normativa. En concret l'estany emprat en soldadura s'ha triat de forma que compleix amb la directiva pel que fa a la quantitat de plom que conté.

Anàlisi de l'impacte de l'estudi comparatiu realitzat

El projecte es realitza amb l'objectiu de conèixer i comparar sondes, per tant el model realitzat no s'emprarà en el futur, provocant efectes nuls en el medi ambient en el futur.

Durant la realització de l'estudi l'efecte causat ha estat nul i es redueix al consum energètic realitzat durant els assajos pel muntatge i al consum dels equips informàtics amb el que s'han realitzat els dissenys. L'assaig amb càrrega resistiva té un consum d'uns 5kW mentre que l'assaig amb el convertidor només consumeix potència reactiva i té un consum d'uns 4.9Kvar (Equació 16). La durada ha estat d'unes 10 hores cada experiment. L'energia consumida per les sondes es considera negligible.

$$Q_{corrent\ triangular} = V_{RMS} \cdot I_{RMS} = 563 \cdot \frac{I_{m\grave{a}x}}{\sqrt{3}} = \frac{563 \cdot 15}{\sqrt{3}} = 4875,7\ VAR \quad (16)$$

Conclusions

S'ha comprovat que cada sonda de l'estudi es comporta de forma diferent per als diferents casos d'estudi. Degut a que cada sonda té els seus punts forts i els seus punts febles, resulta inviable recomanar una sonda per sobre de les altres per a totes les aplicacions.

Mitjançant els resultats obtinguts, es presenten les conclusions extretes de l'estudi comparatiu en forma de taules comparatives. Es presenten les conclusions dividides per a dos casos, aplicacions de càrrega resistiva i aplicacions amb corrent commutat.

Puntuant cada criteri subjectivament s'obtenen la Taula 0-1 i la Taula 0-2. En les taules s'assigna una puntuació per a cada característica rellevant de forma que la sonda amb més punts és la més capacitada.

	Guany	Offset	Linealitat/ Dispersió ³	Preu (€)
CSNE151-104				15,70
LA-25-NP				18,01
HO-25-NSM				9,64
CKSR-25-NP				13,88
S22P025S05				11,62
CDS4025ABC				20,30
HE025T01				8,69

Taula 0-1. Puntuacions de les sondes per a càrrega resistiva

	Guany	Offset	Resolució efectiva	Preu (€)
CSNE151-104				15,70
LA-25-NP				18,01
HO-25-NSM				9,64
CKSR-25-NP				13,88
S22P025S05				11,62
CDS4025ABC				20,30
HE025T01				8,69

Taula 0-2. Puntuacions de les sondes per a corrent commutat

³ No se li ha donat tanta rellevància ja que les dades no són del tot concloents en aquest apartat

Adicionalment, de cara a realitzar la tria de la sonda adequada per a cada projecte cal recordar que:

- Electrohms HE25T01 i Tamura S22P025S05 presenten un rang de sortida de $2,5V \pm 0,625V$ però no ofereixen els 2,5V com a voltatge de sortida de referència, així doncs si es volgués adaptar el voltatge de sortida, caldria afegir voltatges de referència de 2,5V (amb un altre circuit amplificador) ja que no els incorporen de fàbrica; això augmentaria el seu cost uns 2€.
- Honeywell CSNE151-104 i LEM LA-25-NP tenen voltatges d'alimentació bipolars (± 15) mentre que la resta funcionen amb un voltatge unipolar de +5V.
- Les sondes amb sortida per corrent sense voltatge de referència tenen circuits amplificadors que són robustos pel que fa a l'offset en front a variacions en els valors de les resistències.
- La sonda Electrohms HE25T01 requereix passar físicament pel seu forat un cable amb el corrent que es vol mesurar.
- Segons els fabricants, la sonda CKSR 25-NP és la que ofereix una banda de pas més àmplia junt amb la CDS4025 i també els millors temps de resposta, juntament amb la HE025T.
- S'ha observat que les sondes Electrohms HE25T01 i Tamura S22P025S05 dissipen millor la calor que la resta.

Tal i com s'ha vist en l'Apartat 7, cal recordar que sigui quina sigui la sonda escollida és fonamental realitzar un bon estudi del circuit amplificador i del circuit global de presa de mesura ja que, generalment, l'error que pot venir d'aquests circuits és més gran que el que prové de la sonda en sí. Sí l'exactitud de les mesures és molt important en l'aplicació en qüestió caldrà utilitzar resistències de toleràncies baixes i fer una bona caracterització del sistema de mesura així com tenir una font d'alimentació estable.

Finalment, no oblidar que si les mesures que es volen prendre no inclouen mesures de corrent continu els transformadors de corrent o les sondes Rogowski poden resultar molt adequats.

Vies de futur

Possibles ampliacions d'aquest projecte de cara a prendre una decisió de la sonda a utilitzar amb més criteri inclouen:

- Prendre una major quantitat de dades, augmentant la temperatura de les sondes linealment i prenent la temperatura de forma contínua.
- Fer un estudi freqüencial més extens de la resposta de les sondes.
- Realitzar l'anàlisi dels resultats per a corrent commutat amb les dades preses amb l'oscil·loscopi per reconèixer millor l'afectació del tipus de corrent i la forma de prendre les mesures. Pel mateix motiu, realitzar l'anàlisi dels resultats obtinguts a l'ADC per a la càrrega resistiva.
- Prendre mesures de les resistències reals dels circuits amplificadors de la placa de control CDA01-CU3 i estudiar els valors reals dels condensadors, per tenir millor caracteritzat encara el sistema.
- Dissenyar un mètode per a la dessaturació del nucli per poder recuperar un funcionament adequat d'aquelles sondes que s'han saturat degut a un corrent per sobre del nominal.
- Realitzar estudis estadístics per conèixer el grau d'afectació de cada sonda en front a camps magnètics externs (robustesa en front el camp magnètic).
- Extendre l'estudi a altres rangs de corrent de mesura.
- Desenvolupar una sonda de corrent de llaç obert basada en l'efecte Hall per mitjà d'un sensor d'efecte Hall i d'un concentrador de flux magnètic adequat. Estudiar les seves característiques i viabilitat econòmica.

Agraïments

Aquest projecte no hauria estat possible sense l'ajut i el suport de moltes persones del meu entorn que han aportat el seu granet de sorra.

En primer lloc donar les gràcies al meu tutor, en Marc Pagès, per la seva inestimable ajuda i comprensió durant tot el projecte.

En segon lloc agrair a en Daniel Montesinos, la oportunitat de formar part d'aquest gran equip que és el CITCEA-UPC, amb el que m'he sentit tan a gust.

A en Macià Capó, pel seu incansable suport i la seva bona mà per solucionar tota mena de problemes i inquietuds, en Tomàs Lledó, en Cristian Chillón i en Gabriel Gross pels seus coneixements i per l'ajuda proporcionada amb bona cara.

També al Marc Llonch, la Maria Marín, el Daniel Heredero i tots aquells companys del CITCEA que m'han entès i donat suport al llarg del projecte i han col·laborat a que anés a treballar amb il·lusió cada dia.

Als meus pares, el Toni i la Gemma, per donar suport en tot moment, preparar els *tuppers* que em donaven l'energia necessària i oferir-se '*a fer una portada molt bonica*'.

Finalment un agraïment molt gran a la Laura, per la seva comprensió i paciència, sense ella el projecte no hagués passat tan ràpid.

Moltes gràcies a tots per la vostra col·laboració!

Bibliografia

Referències bibliogràfiques

- [1] «*Atomic I/O letters column #102*». [En línia]. Disponible a: <http://www.dansdata.com/io102.htm>. [Accedit: 3-desembre-2015].
- [2] «*What is Current transformer, working of current*», The Electrical Portal. [En línia]. Disponible a: <http://www.theelectricalportal.com/2015/07/what-is-current-transformer-working-of.html>. [Accedit: 3-desembre-2015].
- [3] «*Transducers Based on Fluxgate Technologies*», PowerGuru - Power Electronics Information Portal, 2012. [En línia]. Disponible a: <http://www.powerguru.org/transducers-based-on-fluxgate-technologies/>. [Accedit: 4-desembre-2015].
- [4] Zurek, S., «*Air Gap*», Enciclopèdia magnètica, 26 Juny 2017. [En línia]. Disponible a: http://www.encyclopedia-magnetica.com/doku.php/air_gap. [Accedit: 4-desembre-2015].
- [5] D. Jobling, «*New Open Loop Current Transducers With Near Closed Loop Performance*», 09 Agost, 2015. [En línia]. Disponible a: <http://www.manufacturingtomorrow.com/article/2015/08/new-open-loop-current-transducers-with-near-closed-loop-performance/6662/>. [Accedit: 4-desembre-2015].
- [6] «*Allegro MicroSystems 's Electrical Engineering Blog* », EEWeb Community. [En línia]. Disponible a: <https://www.eeweb.com/blog/allegro-microsystems/P70>. [Accedit: 4-desembre-2015].
- [7] «*Open Loop Hall Effect Current Transducers*», PowerGuru. [En línia]. Disponible a: <http://www.powerguru.org/open-loop-effect-current-transducers/>. [Accedit: 4-desembre-2015].
- [8] J. Liu, «*Closed Loop Hall effect current transducers Operation principle*». [En línia]. Disponible a: <http://www.hallsensors.de/ClosedLoopCurrent.pdf>. [Accedit: 4-desembre-2015].
- [9] «*Taking Transducer Technology to the Limits of Current Measurement Accuracy*», PowerGuru. [En línia]. Disponible a: <http://www.powerguru.org/taking-transducer->

- technology-to-the-limits-of-current-measurement-accuracy/. [Accedit: 5-desembre-2015].
- [10] «*Introduction to Closed Loop Hall Effect Current Transducers*», PowerGuru, 14 Maig 2012. [En línia]. Disponible a: <http://www.powerguru.org/closed-loop-hall-effect-current-transducers/>. [Accedit: 5-desembre-2015].
- [11] «*Closed-loop Hall effect current sensor / fixed / DC / AC - SCB13 series - Shenzhen Socan Technologies Co.,Ltd*». [En línia]. Disponible a: <http://www.directindustry.com/prod/shenzhen-socan-technologies-co-ltd/product-132598-1607986.html>. [Accedit: 5-desembre-2015].
- [12] «*CR5210S-150 CR Magnetics Inc. | Sensores y transductores*», DigiKey. [En línia]. Disponible a: <https://www.digikey.com/product-detail/es/cr-magnetics-inc/CR5210S-150/582-1172-ND/1835696>. [Accedit: 5-desembre-2015].
- [13] «*Closed loop sensor with flux-gate technology*», PowerGuru, 15 Gener 2014. [En línia]. Disponible a: <http://www.powerguru.org/closed-loop-sensor-with-flux-gate-technology/>. [Accedit: 5-desembre-2015].
- [14] «*Transducers Based on Fluxgate Technologies*», PowerGuru, 2012. [En línia]. Disponible a: <http://www.powerguru.org/transducers-based-on-fluxgate-technologies/>. [Accedit: 5-desembre-2015].
- [15] «*Isolated Current Sensors Solve Circuit, Safety*», DigiKey. [En línia]. Disponible a: <https://www.digikey.com/en/articles/techzone/2016/oct/isolated-current-sensors-solve-circuit-safety-problems>. [Accedit: 6-desembre-2015].
- [16] «*Integrované AMR senzory magnetického pole | Automatizace.HW.cz*». [En línia]. Disponible a: <http://automatizace.hw.cz/integrované-amr-senzory-magnetického-pole>. [Accedit: 6-desembre-2015].
- [17] «*Zero Flux Precision Current Transducers - Pulse Power & Measurement Ltd*». [En línia]. Disponible a: <http://ppmpower.co.uk/products/current-transducers/current-probes/>. [Accedit: 6-desembre-2015].
- [18] S. Busquets, R. Lamaison. «Convertidors directes contínua-contínua (CC-CC)». [2016]
- [19] «*LMR14206 SIMPLE SWITCHER Datasheet*». [En línia]. Disponible a: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lmr14206.pdf>. [Accedit: 25-gener-2016].
- [20] «A Deeper Look into Difference Amplifiers», Analog Devices. [En línia]. Disponible

a: <http://www.analog.com/en/analog-dialogue/articles/deeper-look-into-difference-amplifiers.html>. [Accedit: 14-febrer-2016].

- [21] «Commutateur rotatif à galettes 1 x On/On Lorlin CK-1049 250 V/AC 0.15 A 12 x 30 ° 1 pc(s) - Vente Commutateur rotatif à galettes 1 x On/On Lorlin CK-1049 250 V/AC 0.15 A 12 x 30 ° 1 pc(s) sur conrad.fr | 709743». [En línia]. Disponible a: <http://www.conrad.fr/ce/fr/overview/0216250/Commutateurs-rotatifs>. [Accedit: 20-febrer-2016].
- [22] «Weblet Importer». [En línia]. Disponible a: <http://www.teknocea.cat/products>. [Accedit: 25-gener-2016].
- [23] B. W. Williams, «*Power electronics: devices, drivers, applications and passive components*», 2nd ed. Basingstoke: Macmillan, 1992.
- [24] Unió Europea, «DIRECTIVA 2012/19/UE DEL PARLAMENTO EUROPEO Y DEL CONSEJO de 4 de julio de 2012 sobre residuos de aparatos eléctricos y electrónicos (RAEE)», 2012.

Bibliografia adicional

J.-G. Liu, A. Sanli, Y. Wang, i C. Liu, «Error Compensation of Closed Loop Hall Effect Current Sensors», 2012.

M. Román, G. Velasco, A. Conesa, F. Jeréz, E. – Ceib, i G. Premo, «Low Consumption Flux-gate Transducer for AC and DC high-current Measurement».

«Testing the assumptions of linear regression». [En línia]. Disponible a: <http://people.duke.edu/~rnau/testing.htm>.

«Method of Demagnetisation - Excel@Physics». [En línia]. Disponible a: <http://www.excelatphysics.com/method-of-demagnetisation.html>.

«Proper Layout and Component Selection Controls EMI - Tutorial - Maxim». [En línia]. Disponible a: <https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/716>.

«Quantization». [En línia]. Disponible a: <http://www.dspguide.com/ch3/1.htm>.

«LMR14206 | Buck Converter (Integrated Switch) | Step-Down (Buck) | Description & parametrics». [En línia]. Disponible a: <http://www.ti.com/product/LMR14206>.

«Closed Loop Current Transducer Characteristics». [En línia]. Disponible a: <https://www.pddnet.com/article/2013/08/closed-loop-current-transducer-characteristics>.

«Sensing currents for maximum efficiency | Alternative Energy content from Power Electronics». [En línia]. Disponible a: <http://powerelectronics.com/alternative-energy/sensing-currents-maximum-efficiency>.

«Current Transformer Basics and the Current Transformer». [En línia]. Disponible a: <http://www.electronics-tutorials.ws/transformer/current-transformer.html>.

«PowerGuru - Power Electronics Information Portal». [En línia]. Disponible a: <http://www.powerguru.org/>.

«Fluxgate magnetometer - how they work». [En línia]. Disponible a: <http://www.sensorland.com/HowPage071.html>.

«Shunt resistance | Project Gutenberg Self-Publishing - eBooks | Read eBooks online». [En línia]. Disponible a: http://self.gutenberg.org/articles/shunt_resistance#Use_in_current_measuring.

«Fluxgate Magnetometers | Imperial College London». [En línia]. Disponible a: <http://www.imperial.ac.uk/space-and-atmospheric-physics/research/areas/space-magnetometer-laboratory/space-instrumentation-research/magnetometers/fluxgate-magnetometers/>.

Sensitec, «Magnetic Micro- and Nanotechnology for Robust Sensor Solutions», 2015.

H. International Inc, «HALL EFFECT SENSING AND APPLICATION».

J. C. Alvarez Anton, J. C. Campo Rodríguez, F. J. Ferrero Martín, G. J. Grillo Ortega, i M. Á. Pérez García, Instrumentación electrónica. Thomson, 2003.

